

W. SCHRÖDER

Ein kombiniertes Impulslängenfilter für Fernsehgeräte

DK 621.372.54

Vertikal-Ablenkschaltungen in Fernsehgeräten arbeiten heute fast ausschließlich mit Sperrschwingern oder Multivibratoren, die durch das Gleichlaufsignal direkt synchronisiert werden. Das Gleichlaufsignal wird mit einem Impulslängenfilter aus dem Synchronmisch herausgesiebt.

In dem Synchronmisch unterscheiden sich die Vertikal-Synchronpulse von den Horizontal-Synchronpulsen durch ihre größere Impulslänge. Bezeichnet man die Horizontal-Impulsdauer mit t_h und die andere mit t_v , so läßt sich für jede Fernschnorm ein charakteristisches Verhältnis

$$\beta = t_h/t_v \quad (1)$$

bilden. Bei der CCIR-Norm ist

$$\beta \approx 0,04, \quad (2)$$

wenn man einen normalen Horizontal-Synchronpuls mit einem Vertikal-Synchronpuls ohne Berücksichtigung der Zahnung vergleicht. β wird für die Berechnung von Impulslängenfiltern benötigt.

Zwei Systeme von Impulslängenfiltern werden in Fernsehgeräten benutzt: das „Integrierfilter“ und das „Differenzierfilter“. Das heute dominierende Integrierfilter „integriert“ die rechteckigen Synchronsignale über ihre Impulsdauer. Am Filterausgang steigt die Spannung — etwa mit dem Wert Null beginnend — mit der Impulsdauer an. Die Anstiegsgeschwindigkeit wird durch die Zeitkonstante des Filters und die Eingangsamplitude der Synchronpulse bestimmt. Je länger ein Impuls andauert, um so größer wird die Ausgangsamplitude. Damit ist die Möglichkeit einer Auswahl der längeren Impulse gegeben.

Das Differenzierfilter „differenziert“ die rechteckigen Synchronpulse an ihren Vorder- und Rückfronten. Ansteigende Flanken am Eingang erzeugen positive, abfallende Flanken negative Impulse am Filterausgang. Die Filter-Zeitkonstante bestimmt die Stärke des Differenzier-effektes. Sie wird so gewählt, daß die Horizontal-Synchronpulse nur schwach differenziert am Ausgang des Filters erscheinen, während die längeren Vertikal-Synchronsignale eine stärkere Differenzierung erleiden und mit ihrer Rückfront einen gegenpoligen Ausgangsimpuls hervorrufen, der zu der sogenannten „Rückfront-Synchronisierung“ herangezogen wird.

Die echte Rückfront-Synchronisierung nutzt die gesamte Länge und damit auch die volle Information des Vertikal-Synchronsignals aus. Wie später gezeigt wird, arbeitet die Synchronisierung über Integrierfilter im Mittel dagegen nur mit der halben Synchronpulslänge.

Prinzipiell (vom informationstheoretischen Standpunkt her) ist die Rückfront-Synchronisierung hochwertiger. Bisher mußte dabei allerdings zur Unterdrückung der Horizontal-Synchronpulse der kostspielige Aufwand eines weiteren Amplitudensiebes getrieben werden, ferner sind Maßnahmen zur Unterdrückung der Zahnung im Vertikal-Synchronpuls erforderlich.

In den neueren Siemens-Fernsehgeräten wird eine echte Rückfront-Synchronisierung durch Kombination eines Integrier- und eines Differenzierfilters erreicht. Der Aufwand ist insgesamt nicht größer als der einer zweistufigen Integrierkette. Mathematisch kann bewiesen werden, daß dieses Filter den normalen Integrierfiltern mehrfach überlegen ist. Dazu ist zunächst allgemein der funktionelle Synchronspannungsbedarf eines Impulsgenerators festzustellen.

Der prinzipielle Mechanismus eines selbstschwingenden Impuls-generators, wie beispielsweise eines Sperrschwingers oder Multivibrators, wird als bekannt vorausgesetzt. Zur direkten Synchronisierung erfolgt eine Ansteuerung des Generators in seiner Sperrphase mit dem Synchronpuls. Der ohne Synchronisierung selbständig periodisch mit der Eigenfrequenz f_0 einsetzende Rückkopplungsvorgang wird dabei im gewünschten Zeitpunkt vorzeitig ausgelöst. Die Folgefrequenz f_{syn} der Synchronpulse muß, um eine periodische Mitnahme zu erreichen, stets höher gewählt werden als die Eigenfrequenz f_0 . Für die Synchronisierung von Ablenkstufen in Fernsehempfängern ist nur das Intervall $f_0 < f_{syn} < 2 f_0$ von Interesse.

Die Sperrphase eines Impuls-generators wird durch die Sperrspannung an der Steuerelektrode des Generators hervorgerufen. Sie sinkt von einem Maximum zu Beginn bis zu einem Minimum am Ende der Sperrphase ab. Soll der Rückkopplungsvorgang vor dem selbständigen Einsatz ausgelöst werden, so muß die Amplitude des Synchronpulses im gewünschten Augenblick die Sperrspannung an dieser Elektrode mit entgegengesetzter Polarität übertreffen. Der Mindest-Synchronspannungsbedarf eines Impuls-generators wird also den gleichen, aber gegenpoligen zeitlichen Verlauf aufweisen wie die Sperrspannung selbst. Als Synchronspannung wird dabei der über den Mittelwert hinausragende Teil des synchronisierenden Impulses betrachtet. Bild 1 läßt erkennen, wie der Mindest-Synchronspannungsbedarf $U_{syn \min}$ eines Impuls-generators während der Sperrphase zeitlich verlaufen kann. t_r ist der Zeitpunkt der selbständig ohne Synchronisierung einsetzenden Rückkopplung.

Ein zur Zeit t_{syn} eintreffender Synchronpuls mit der Amplitude u_{syn} löst im Punkt P den Rückkopplungseinsatz aus. Verschiebt man den

Impuls mit der Spannung u_{syn} in die Phasenlage t_{syn}^* , so erreicht die Impulsspitze in P^* gerade noch den Mindest-Synchronspannungsbedarf des Generators. Nur in dem „Fangbereich“ $t_{\text{syn}}^* \dots t_r$ ist eine periodische Mitnahme des Generators möglich.

Für den Fall eines ungestörten Synchronsignals wird die Größe des Fangbereiches durch die Funktion $u_{\text{syn min}} = f(t)$ und die Amplitude der Synchronspannung u_{syn} bestimmt. Wenn das Impulslängenfilter die störenden Horizontal-Synchronpulse auf den Wert u_{st} (Bild 1) unterdrückt, dann wird der Fangbereich durch den Schnittpunkt der Kurve $u_{\text{syn min}}$ mit der Spannung u_{st} im Punkt P^{**} begrenzt und liegt zwischen t_{syn}^* und t_{st} . In der Praxis wird man den Fangbereich mindestens so groß wählen, wie es die maximal möglichen Betriebs-

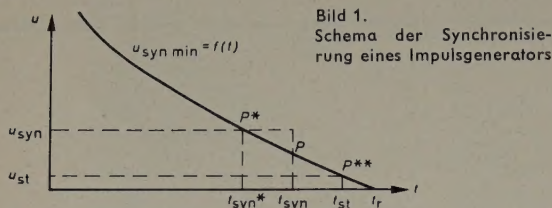


Bild 1.
Schema der Synchronisierung eines Impulsgenerators

abweichungen zwischen der Synchronfrequenz des Senders und der Eigenfrequenz des Ablenggenerators sowie eine zusätzliche Justiertoleranz erforderlich machen. Dabei spielt die Verminderung des Fangbereiches durch die restlichen Horizontal-Synchronpulse eine untergeordnete Rolle, da sich dieser geringe Verlust durch eine höhere Synchronamplitude u_{syn} ausgleichen läßt. Für die Störanfälligkeit der Synchronisierung und die einwandfreie Zwischenzeilenhaltung bei dem Zeilensprungverfahren ist eine ausreichende Flankensteilheit des synchronisierenden Impulses von größter Wichtigkeit. Entgegen einer weitverbreiteten Ansicht hat eine stärkere Drosselung der Stör-Amplitude durch ein lineares Filter wenig Sinn, da sie die zeitliche Verschiebung des Einsatzpunktes der Synchronisierung durch den Störimpuls nicht verhindern kann.

Unterschiedliche Amplituden des Synchronsignals zwischen zwei Teilbildern, Einstreuungen der Horizontal-Ablenkpulse oder auch Netzbrummrreste verursachen unterschiedliche Startbedingungen für die Synchronsignale zweier aufeinanderfolgender Teilbilder. Wie sich dabei der Einsatzpunkt der Synchronisierung in Abhängigkeit von der Flankensteilheit ändert, zeigt Bild 2. Die Zeitachse t ist im Vergleich zu der Darstellung im Bild 1 stark gedehnt, so daß die Kurve $u_{\text{syn min}} = f(t)$ mit starker Annäherung als Parallele zur t -Achse erscheint.

u_{syn1} ist die Flanke eines Synchronpulses mit dem Flankenwinkel ϵ_1 und u_{syn2} die Flanke eines weniger steilen Impulses mit dem Flankenwinkel ϵ_2 . Beide Impulse lösen im Punkt P bei Erreichen der Mindest-Synchronspannung $u_{\text{syn min}}$ im Zeitpunkt t_{syn} den Rückkopplungseinsatz des Impulsgenerators aus. Bauen sich die beiden Impulse jedoch auf einer störenden Restspannung u_r auf, so löst die Flanke u_{syn1} im Punkt P_1^* zur Zeit t_{syn1}^* und die Flanke u_{syn2} im Punkt P_2^* zur Zeit t_{syn2}^* die Synchronisierung aus.

Daß diese Verschiebungen des Einsatzpunktes der Synchronisierung der Höhe der Störspannung u_r proportional sind, folgt aus der Parallelverschiebung. Außerdem gilt noch

$$\begin{aligned} \overline{PP_1^*} : \overline{PP_2^*} &= \overline{QQ_1^*} : \overline{QQ_2^*} \\ \overline{QQ_1^*} / \overline{RQ} : \overline{QQ_2^*} / \overline{RQ} &= \cot \epsilon_1 : \cot \epsilon_2 = \tan \epsilon_2 : \tan \epsilon_1 \\ \overline{QQ_1^*} : \overline{QQ_2^*} &= (t_{\text{syn}} - t_{\text{syn1}}^*) : (t_{\text{syn}} - t_{\text{syn2}}^*) \\ &= \tan \epsilon_2 : \tan \epsilon_1 \end{aligned} \quad (3)$$

Damit wird die zeitliche Verschiebung des Synchronisier-Einsatzes der Steilheit $\tan \epsilon$ der synchronisierenden Flanke umgekehrt proportional. Je größer die Flankensteilheit gemacht werden kann, um so weniger können Störspannungen den Einsatzpunkt der Synchronisierung beeinflussen. Da es die oben erwähnten Störspannungsarten sind, die sich in einem normalen Fernsehempfänger am unangenehmsten bemerkbar machen, ist es ratsam, Impulslängenfilter auf größte Flankensteilheit im Synchronisier-Einsatzpunkt zu dimensionieren. Allerdings wird dabei der Einfluß eines abklingenden Störimpulses, der

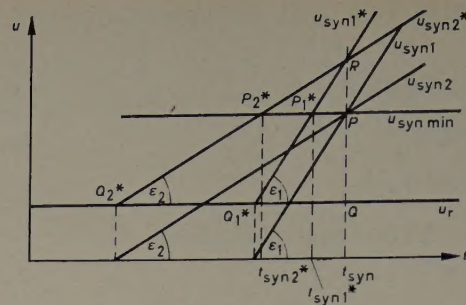


Bild 2. Synchronpulse mit verschiedener Flankensteilheit synchronisieren, wenn sie sich auf einer Störspannung u_r aufbauen, zu verschiedenen Zeiten

beispielsweise bereits vor dem Vertikal-Synchronsignal einsetzt, nicht exakt berücksichtigt. Es ist leicht einzusehen, daß Filter mit kleinen Entladungs-Zeitkonstanten vorteilhaft sind, wobei die Optimalbedingung für den Entladungseffekt nicht unbedingt mit der vorher aufgestellten Forderung nach größter Flankensteilheit identisch ist.

Bevor dieser Effekt genauer untersucht wird, ist es erforderlich, eine Normeinstellung der Eigenfrequenz des Ablenggenerators, wie sie auch in der Praxis angestrebt wird, vorzunehmen. Mit dem Vertikal-Frequenzregler ist der Einsatzpunkt t_r der selbständigen Rückkopplung ohne Synchronisierung (Bild 1) so zu verschieben, daß der Ausgangsimpuls des Impulslängenfilters den Generator in der Mitte des Fangbereiches synchronisiert. Da die Funktion $u_{\text{syn min}}$ in dem betrachteten Intervall als Gerade angesehen werden kann, wird der Generator stets dann synchronisiert, wenn der Ausgangsimpuls des Impulslängenfilters seine halbe Maximalhöhe erreicht. Bei einer Vorderfront-Synchronisierung, wie sie mit Integrationsfiltern durchgeführt wird, kann man bei dieser Normeinstellung der Synchronisierung günstigstenfalls nicht einmal die halbe Synchronpulslänge ausnutzen.

In den nachfolgenden Betrachtungen wird das Verhältnis der Ausgangsspannung zur Eingangsspannung eines Impulslängenfilters mit $y = f(x)$ bezeichnet. Die x -Achse ist die dimensionslos gemachte Zeitachse.

$$x = \alpha t \quad (4)$$

t ist die Zeit und α die reziproke Zeitkonstante des Filters. Gemäß Bild 3 tritt bei einem Eingangsimpuls III, wie er einem ungezählten Vertikal-Synchronpuls entspricht, am Ausgang des Filters eine Span-

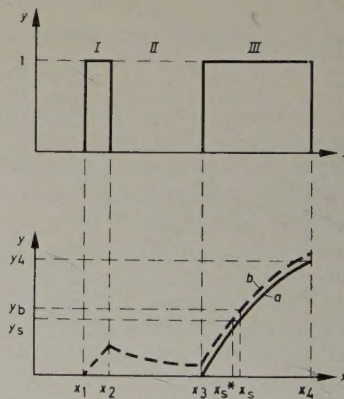


Bild 3. Ausgangsspannung eines Integrationsfilters ohne (Kurve a) und mit (Kurve b) vorangegehendem Störimpuls

nung entsprechend der Kurve a auf. Da die Ausgangsspannung in der Zeit $x_4 - x_3$ während der Dauer t_v eines Vertikal-Synchronpulses ansteigt, gilt

$$x_4 - x_3 = \alpha t_v \quad (5)$$

Die Spannung am Ende des Vertikal-Synchronsignals ist

$$y_4 = f(x_4 - x_3) \quad (6)$$

Die Synchronisierung soll nach Definition stets in halber Höhe von y_4 eintreten.

$$\frac{y_4}{2} = \frac{f(x_4 - x_3)}{2} = f(x_3 - x_3) \quad (7)$$

Aus Gl. (7) ist der Zeitpunkt x_3 des Synchronisier-Einsatzes zu berechnen.

Wenn am Filtereingang die Impulsfolge *I, II* und *III* liegt, wobei *I* den vorangehenden Störimpuls darstellt, entsteht am Filterausgang der Spannungsverlauf *b*. Der bei der Amplitude $y_s = y_4/2$ erfolgende Einsatz der Synchronisierung erscheint verfrüht vor dem Sollwert x_s zur Zeit x_s^* . Die Zeit x_s^* erhält man aus der Superposition

$$y_s = y_4/2 = f(x_s^* - x_1) - f(x_s^* - x_2) + f(x_s^* - x_3) \quad (8)$$

Die gesuchte Differenz

$$\Delta x_s = x_s - x_s^* \quad (9)$$

liefern Gl. (7) und Gl. (8).

$$f(x_s - x_3) - f(x_s^* - x_1) + f(x_s^* - x_2) - f(x_s^* - x_3) = 0 \quad (10)$$

Gl. (10) ist in den seltensten Fällen elementar lösbar. Es läßt sich jedoch eine sehr gute Näherungslösung angeben, da es sich nur um kleinste Funktionsdifferenzen handelt. Ersetzt man in Gl. (8) x_s^* durch x_s , so erhält man

$$y_b = f(x_s - x_1) - f(x_s - x_2) + f(x_s - x_3)$$

Mit Gl. (6) ergibt sich die Funktionsdifferenz Δy_s zwischen den Kurven *a* und *b*.

$$\Delta y_s = y_b - y_s = f(x_s - x_1) - f(x_s - x_2) \quad (11)$$

Die Steigungen der beiden Kurven *a* und *b* sind an der Stelle x_s kaum voneinander verschieden, und es gilt

$$\Delta y_s / \Delta x_s \approx y_b' \approx y_s' = f'(x_s - x_3)$$

Mit Gl. (9) und Gl. (11) folgt

$$\Delta x_s \approx \Delta y_s / f'(x_s - x_3) = \frac{f(x_s - x_1) - f(x_s - x_2)}{f'(x_s - x_3)} \quad (12)$$

Die Funktionsdifferenz im Zähler ist ebenfalls relativ klein, und es läßt sich eine ähnliche Näherung einführen.

$$f(x_s - x_1) - f(x_s - x_2) \approx (x_2 - x_1) \cdot f'(x_s - x_2)$$

Die endgültige Gleichung für die Verschiebung des Einsatzpunktes der Synchronisierung durch einen vorangehenden Störimpuls ist dann für Integralfilter

$$|\Delta x_s| \approx \left| \frac{f'(x_s - x_2)}{f'(x_s - x_3)} \right| \cdot (x_2 - x_1) \quad (13)$$

Auch diese Beziehung beweist die Wichtigkeit der Flankensteilheit $f'(x_s - x_3)$ des Synchronpulses. Weitere Faktoren sind die Abklingsteilheit $f'(x_s - x_2)$ des Störimpulses sowie seine Entfernung $x_s - x_2$ vom Synchronisier-Einsatzpunkt und seine Dauer $x_2 - x_1$. Als Stör-signal wird man zweckmäßigerweise, was Abstand und Dauer anbetrifft, den letzten normalen Horizontal-Synchronpuls der mit dem Zeilensprungverfahren arbeitenden Norm einsetzen. Da dieser Impuls bei jedem Teilbild mit einem anderen Abstand zum Vertikal-Synchron-signal erscheint, ist er bei einem schlecht dimensionierten Filter auch für eine paarige Zwischenzeile verantwortlich.

Überträgt man die im Bild 3 skizzierten Verhältnisse auf die CCIR-Norm, so hat man für die beiden Teilbilder folgende Daten einzusetzen, wenn ξ_v die Länge eines Vertikal-Synchronpulses ist:

1. Teilbild

Abstand des letzten normalen Horizontal-Synchronpulses:

$$x_3 - x_2 = 1,4 \cdot \xi_v = 3,5 \text{ Zeilen}$$

2. Teilbild

Abstand des letzten normalen Horizontal-Synchronpulses:

$$x_3 - x_2 = 1,2 \cdot \xi_v = 3 \text{ Zeilen}$$

Für beide Teilbilder gilt

Länge eines Vertikal-Synchronpulses:

$$x_4 - x_3 = \xi_v = 2,5 \text{ Zeilen}$$

Dauer eines normalen Horizontal-Synchronpulses:

$$x_2 - x_1 = 0,036 \cdot \xi_v = 0,09 \text{ Zeilen}$$

Als Einsatzpunkt der Synchronisierung:

$$x_s - x_3 = \xi_s$$

Der Einsatzpunkt der Synchronisierung ist aus Gl. (7) zu berechnen.

$$\frac{f(\xi_v)}{2} = f(\xi_s)$$

Zur Vereinfachung der Berechnung bleiben die Zahnung des Vertikal-Synchronpulses sowie die Ausgleichsimpulse unberücksichtigt, da sie wegen ihrer richtigen Periodizität keinen Störeinfluß ausüben. Ferner wird nur der letzte Horizontal-Synchronpuls zur Berechnung herangezogen. Die Verschiebung errechnet sich dann aus Gl. (13) für das 1. Teilbild zu

$$\xi_{s1} = \frac{f'(\xi_s + 1,4 \xi_v)}{f'(\xi_s)} \cdot 0,036 \xi_v$$

Für das 2. Teilbild gilt

$$\xi_{s2} = \frac{f'(\xi_s + 1,2 \xi_v)}{f'(\xi_s)} \cdot 0,036 \xi_v$$

Die relative Verschiebung für zwei aufeinanderfolgende Teilbilder der CCIR-Norm ist dann bei Anwendung eines Integralfilters

$$\frac{\Delta \xi_s}{\xi_v} = \frac{\xi_{s2} - \xi_{s1}}{\xi_v} = 0,036 \cdot \frac{f'(\xi_s + 1,2 \xi_v) - f'(\xi_s + 1,4 \xi_v)}{f'(\xi_s)} \quad (14)$$

Die gleichen Überlegungen müssen nun nochmals für ein kombiniertes Integrir- und Differenzierfilter durchgeführt werden. Im Bild 4 ist

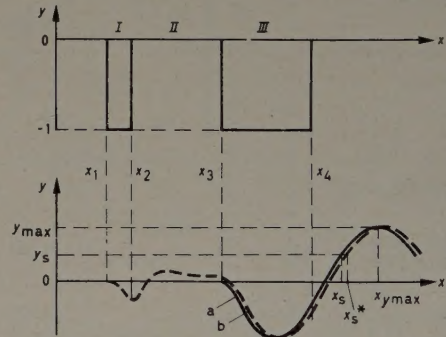


Bild 4. Ausgangsspannung eines kombinierten Filters ohne (Kurve *a*) und mit (Kurve *b*) vorausgegangenem Störimpuls

die Impulsfolge am Eingang des Filters wiederum mit *I, II* und *III* bezeichnet. Diesmal enthält der Ausgangsimpuls (Kurve *a* oder *b*) die Komponente des differenzierten Impulses *III*, und die Synchronisierung erfolgt erst nach dem Eintreffen der Rückfront bei x_4 im Zeitpunkt x_s . Bei Erreichen der Amplitude y_s tritt Synchronisierung ein.

Es gilt für die Kurve *a*

$$y_s = -f(x_s - x_3) + f(x_s - x_4) \quad (15)$$

und für die Kurve *b*

$$y_s = -f(x_s^* - x_1) + f(x_s^* - x_2) - f(x_s^* - x_3) + f(x_s^* - x_4) \quad (16)$$

Die gesuchte Differenz

$$\Delta x_s = x_s^* - x_s \quad (17)$$

ist aus der in den seltensten Fällen elementar lösaren Bedingung Gl. (15) = Gl. (16) zu ermitteln. Auch hier werden Näherungslösungen eingeführt, und man erhält

$$|\Delta x_s| = \left| \frac{f(x_s - x_1) - f(x_s - x_2)}{-f'(x_s - x_3) + f'(x_s - x_4)} \right| \quad (18)$$

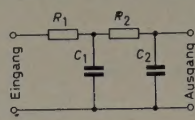
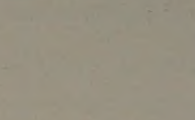
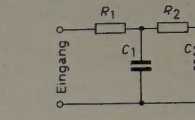
Bei kleiner Funktionsdifferenz im Zähler ergibt sich

$$|\Delta x_s| = \left| \frac{f'(x_s - x_2)}{-f'(x_s - x_3) + f'(x_s - x_4)} \right| \quad (19)$$

Zur Ermittlung von x_s benötigt man hier die Beziehung

$$y_s = \frac{y_{\max}}{2} = -f(x_s - x_3) + f(x_s - x_4) \quad (20)$$

Tab. I. Werte der berechneten Impulslängenfilter

Filter Nr.	1	2	3
Schaltung Eingang: Sprungfunktion Ausgang: $y = f(x)$	 $R_1 = R_2; C_1 = C_2; R_1 C_1 = 1/\alpha$	 $R_1 \ll R_2$ $R_1 C_1 = R_2 C_2 = 1/\alpha$	 $R_1 \ll R_2 \ll R_3$ $R_1 C_1 = R_2 C_2 = R_3 C_3 = 1/\alpha$
Sprung-Übergangsfunktion im p -Bereich	$y_p = \frac{\alpha^2}{p(p + \alpha_1)(p + \alpha_2)}; \alpha_{1,2} = \frac{\alpha}{2} (3 \mp \sqrt{5})$	$y_p = \frac{\alpha^2}{p(p + \alpha)^2}$	$y_p = \frac{\alpha^2}{(p + \alpha)^3}$
Sprung-Übergangsfunktion im Zeitbereich	$y = 1 + 0,171 \cdot e^{-2,62x} - 1,171 \cdot e^{-0,382x}$	$y = 1 - (1 + x) \cdot e^{-x}$	$y = \frac{1}{2} \cdot x^2 \cdot e^{-x}$
$y' = dy/dx =$	$0,447 \cdot (e^{-0,382x} - e^{-2,62x})$	$x \cdot e^{-x}$	$\left(1 - \frac{x}{2}\right) \cdot x \cdot e^{-x}$
$y'' = d^2y/dx^2 =$	$0,447 \cdot (2,62 \cdot e^{-2,62x} - 0,382 \cdot e^{-0,382x})$	$(1 - x) \cdot e^{-x}$	$\left(1 - 2x + \frac{x^2}{2}\right) \cdot e^{-x}$
Größte Flankensteilheit für $y'' = 0$ bei $x = \xi$	$\xi = 0,865$	$\xi = 1$	$\xi_{1,2} = 2 \pm \sqrt{2}$
Synchronisierungs-Einsatzpunkt bei $\xi_s =$	$\xi_s = \xi$ 0,865	$\xi_s = \xi$ 1	Ermittelt aus $f(\xi_s) = \frac{1}{2} \cdot f(\xi_{y\max})$ 1,16
Ermittlung von ξ_v aus $\xi_v =$	$\frac{f(\xi_v)}{2} = f(\xi_s)$ 1,51	$\frac{f(\xi_v)}{2} = f(\xi_s)$ 1,77	$\xi_v = \xi_1$ gewählt 3,416
$1/\alpha$ für CCIR-Norm (μs)	106	92	47,5
Maximale Ausgangs-Nutzspannung $2 y_s$	0,343	0,526	0,205
$y' = f(\xi_s) =$	0,275	0,368	0,2137
Effektive Steilheit bei ξ_s $\operatorname{tg} \varepsilon = y' / 2 y_s =$	0,802	0,698	1,04
Relative Verschiebung von ξ_s durch Störimpuls $\Delta \xi_s / \xi_v =$	berechnet nach Gl. (12) $2,34 \cdot 10^{-3}$	berechnet nach Gl. (12) $2,96 \cdot 10^{-3}$	berechnet nach Gl. (24) $0,33 \cdot 10^{-3}$

Bei Benutzung der heutigen CCIR-Norm sind die schon oben angegebenen Daten einzusetzen, nur gilt

$$x_s - x_4 = \xi_s$$

Der Einsatzpunkt der Synchronisierung ist aus Gl. (20) zu berechnen.

$$0,5 \cdot y_{\max} = -f(\xi_v + \xi_s) + f(\xi_s) \quad (21)$$

Als relative Verschiebung für zwei aufeinanderfolgende Teilbilder der CCIR-Norm ergibt sich schließlich für die Rückfront-Synchronisierung aus Gl. (19)

$$\left| \frac{\Delta \xi_s}{\xi_v} \right| = \left| 0,036 \cdot \frac{f'(\xi_s + 2,2 \xi_v) - f'(\xi_s + 2,4 \xi_v)}{f'(\xi_s) - f'(\xi_s + \xi_v)} \right| \quad (22)$$

Die Anwendung der oben gefundenen Beziehung erfordert die Ermittlung der Zeitfunktionen der zu untersuchenden Filter. Da die Impulsdauer des Vertikal-Synchronsignals im Verhältnis zur Impulsperiode sehr kurz und die Eingangsspannung am Filter durch Spannungssprünge darstellbar ist, läßt sich die Zeitfunktion mittels der Laplace-Transformation aufstellen, indem man die Sprung-Übergangsfunktion des Filters berechnet. Bei den hier aufgeführten Filtern ist eine Hauptbedingung für optimale Dimensionierung die Gleichheit der Glied-Zeitkonstante $1/\alpha$ innerhalb eines Filters.

Die Dimensionierung der Zeitkonstante wird aus den anfangs erwähnten Gründen von der maximal möglichen Steilheit der synchronisierenden Flanke in der Umgebung des Arbeitspunktes bestimmt. Der Innenwiderstand der Impulsspannungsquelle am Eingang wird vernachlässigbar klein und der Arbeitswiderstand am Ausgang des Filters als vernachlässigbar groß angenommen. Tab. I zeigt als Beispiel berechnete Werte einiger Impulslängenfilter. Bei der relativen Verschiebung $\Delta \xi_s / \xi_v$ erkennt man die Überlegenheit des kombinierten Filters 3. Die relative Steilheit im Einsatzpunkt der Synchronisierung erhält man, indem man die absolute Steilheit durch Multiplikation mit $1/y_v$ auf die Einheitsamplitude dehnt. Auch dabei weist das Filter 3 die größte Steilheit auf. Die etwas geringere maximal erreichbare Ausgangs-Nutzspannung y_v des Filters fällt in der Praxis nicht ins Gewicht, weil Verstärkungsreserven meist zur Verfügung stehen. Da man für die Ankopplung der Filter 1 und 2 an den Impulsgenerator einen weiteren Koppelkondensator benötigt, ist der Aufwand des Filters 3 nicht größer. In den Siemens-Geräten „T 643“ und „T 653“ liegt an Stelle von R_3 die Gitterwicklung des Sperrschwinger-Rückkopplungstransformators, so daß man die andere Wirkungsweise dieses Filters äußerlich nur an der anderen Polarität des Synchronsignals und an der geringeren Zeitkonstante erkennen kann. Die berechnete Zeitkonstante stimmt mit der in der Praxis gemessenen bezüglich ihrer Optimalität gut überein.

(eingegangen am 8. April 1957)

Physikalische und elektrische Eigenschaften von Silizium-Gleichrichtern für die Nachrichtentechnik

1. Einleitung

Wer als Konstrukteur von elektronischen Geräten nach Gleichrichtern sucht, findet ein großes Angebot vor. Neben Röhren, Selen- und Germanium-Gleichrichtern stehen heute auch in Deutschland Silizium-Elemente [1, 2] zur Verfügung. Mit diesen Gleichrichtern eröffnen sich dem Anwender neue Möglichkeiten: Verkleinerung der Abmessungen, höhere Betriebstemperatur, größere Sperrspannung, um nur diese Schlagworte zu nennen. Auf der anderen Seite ergeben sich jedoch auch gewisse Einschränkungen beim Einsatz der neuen Gleichrichter.

Im folgenden wird über die Eigenschaften von Si-Gleichrichtern berichtet. Das grundsätzliche Verhalten der Si-Elemente steht am Anfang. Danach sollen spezielle Fragen, wie beispielsweise Eigenkapazität und Frequenzabhängigkeit, besprochen werden. Auf die Anwendungen wird nur kurz eingegangen.

Unter Si-Gleichrichtern für die Nachrichtentechnik sollen solche verstanden werden, die im Gleichrichterbetrieb einen Gleichstrom von maximal 1 A liefern. Damit wird das Gebiet der Starkstrom-Gleichrichter [3], die für die Stromversorgung von größeren Nachrichtengeräten von Bedeutung sind, nicht berücksichtigt. Außerdem sollen nur Flächen-Gleichrichter und keine mit punktförmigem Kontakt behandelt werden. Diese behaupten sich in Mikrowellen-Schaltungen und gehören somit auch zur Nachrichtentechnik [4].

2. Eigenschaften des Silizium-Gleichrichters

2.1 Strom-Spannungskennlinie

Wenn man einen Gleichrichter charakterisieren will, geschieht das in erster Linie an Hand seiner Strom-Spannungskennlinie. Bild 1 zeigt die Durchlaßkennlinie eines Si-Gleichrichters, der eine Sperrschicht-Fläche F von etwa 1 mm² aufweist¹⁾. Die Schleusenspannung ist bei

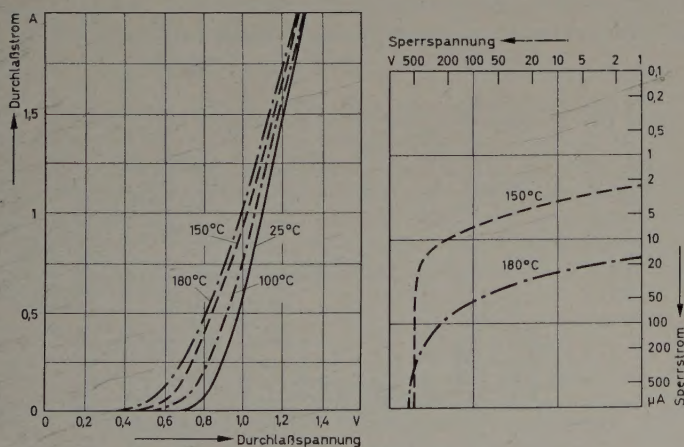


Bild 1 (links). Temperaturabhängigkeit der Durchlaßkennlinie eines Si-Gleichrichters ($F \approx 1 \text{ mm}^2$). Bild 2 (rechts). Temperaturabhängigkeit der Sperrkennlinie eines Si-Gleichrichters ($F \approx 1 \text{ mm}^2$)

Zimmertemperatur etwa 0,8 V. Sie ist höher als beim Ge-Gleichrichter (etwa 0,35 V) und liegt oberhalb derjenigen des Se-Gleichrichters (etwa 0,55 V). In allen beobachteten Fällen sinkt die Schleusenspannung mit wachsender Temperatur. Das hat zur Folge, daß der Durchlaßstrom mit steigender Temperatur anwächst.

Im Bild 2 ist die Sperrkennlinie desselben Gleichrichters dargestellt. Es sind nur die am meisten interessierenden Kurven für 150 und

180°C Sperrschichttemperatur eingezeichnet. Entsprechende Kennlinien für die Temperaturen herab bis zur Zimmertemperatur liegen in dem Gebiet $< 2 \mu\text{A}$. Eine exakte Angabe der Lage dieser Kurven wird erst dann möglich sein, wenn man gelernt hat, die Oberflächeneinflüsse bei Silizium [5, 6] zu beherrschen²⁾. Für zahlreiche Anwendungen dürfte es auch gleichgültig sein, ob bei Zimmertemperatur ein Sperrstrom von 1/10 oder 1/100 μA fließt. Entscheidend ist hier die Größenordnung, nämlich μA .

Aus dem Kennlinienfeld läßt sich ferner ablesen, daß bei Steigerung der Sperrspannung der Sperrstrom bei einer bestimmten Spannung, der „Durchbruchspannung“³⁾, außerordentlich stark wächst. Die Höhe der Durchbruchspannung hängt im wesentlichen von den Eigenschaften des verwendeten Siliziums ab und kann vom Hersteller vorgegeben werden. Sie hat einen positiven Temperaturkoeffizienten, eine für den Gleichrichterbetrieb erwünschte Eigenschaft.

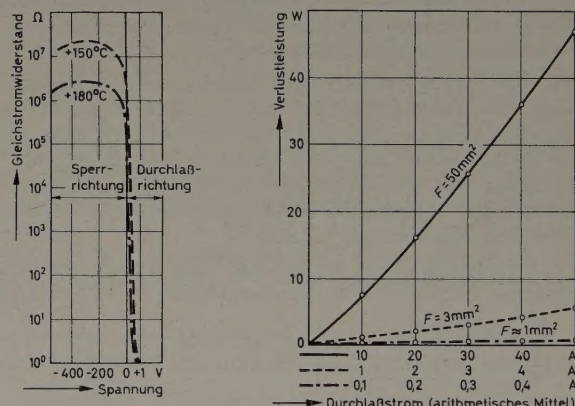


Bild 3 (links). Temperaturabhängigkeit der Widerstandskennlinie eines Si-Gleichrichters ($F \approx 1 \text{ mm}^2$). Bild 4 (rechts). Durchlaßverluste von Si-Gleichrichtern in Abhängigkeit vom entnommenen Gleichstrom

Im Bild 3 ist der Gleichstromwiderstand über der Spannung aufgetragen, wobei ein unterschiedlicher Abszissenmaßstab gewählt wurde. An dieser Darstellung sieht man besonders deutlich, wie weit der Si-Gleichrichter einem idealen Gleichrichter entspricht: in Sperrrichtung extrem hoher Widerstand, in Durchlaßrichtung geringer Widerstand. Man findet damit beim Si-Gleichrichter ein hervorragendes Richtverhältnis (etwa $1 : 10^8$ bei einer Spannung von $\pm 1 \text{ V}$ und 150°C).

2.2 Verluste

Aus den bisher gezeigten Kurven geht hervor, daß die im Gleichrichter umgesetzte Verlustleistung praktisch nur aus der Durchlaßhalbwelle herrühren kann. Die Sperrverluste lassen sich ohne weiteres vernachlässigen⁴⁾, zumal eine Temperaturerhöhung ein Ansteigen der Durchbruchspannung bewirkt.

Die in Wärme umgesetzte elektrische Verlustleistung ruft im Gleichrichter eine Temperaturerhöhung hervor. Durch innigen Wärme-

2) Eine elektrische Leitung über die Oberfläche des Si-Kristalls macht sich so stark bemerkbar, weil im Gegensatz zu anderen Gleichrichterarten hier die Sperrströme außerordentlich klein sind.

3) Die Durchbruchspannung wird auch als „Zener-Spannung“ bezeichnet, weil man ursprünglich einen von Zener beschriebenen Effekt für diesen Mechanismus verantwortlich machte. Heute besteht die Tendenz, den Begriff Zener-Spannung zu vermeiden.

4) Dies gilt zunächst nur für Betrieb mit Gleichstrom oder Wechselstrom technischer Frequenz. Bei wesentlicher Erhöhung der Frequenz wachsen die Sperrverluste (vgl. Abschn. 2.6).

*) Vorgetragen am 24. Sept. 1957 auf der NTG-Tagung „Bauelemente“ Karlsruhe.

1) Der Wert „1 mm²“ dient lediglich zur Kennzeichnung dieses Gleichrichters, da eine endgültige Typenbezeichnung noch nicht existiert.

kontakt mit dem Gerätechassis oder einem getrennten Kühlblech muß die Verlustwärme abgeführt werden. Über die Größe dieser Verluste bei dem bisher als Beispiel herangezogenen Kleinflächen-Gleichrichter gibt Bild 4 Auskunft. Hier liegen sie so niedrig, daß sich dieses Baumuster ohne weiteres direkt in die Verdrahtung hängen läßt. Bei 0,5 A entnommenem Gleichstrom in Einwagschaltung (Kondensator 100 μ F, 220 V_{eff} Eingangsspannung) wird dabei das Glasgehäuse auf etwa 90° C aufgeheizt.

Die zweite Kurve bezieht sich auf einen Si-Gleichrichter von etwa 3 mm² wirksamer Fläche. Die Verlustleistung wird nun merklich, so daß sich eine Kühlung, beispielsweise über das Gerätechassis, nicht umgehen läßt. Der Vollständigkeit wegen sind auch Messungen an einem typischen Si-Starkstrom-Gleichrichter wiedergegeben. Hier kommt man ohne kräftige Luft- oder Wasserkühlung nicht mehr aus.

2.3 Sperrschichttemperatur

Die zulässige Strombelastung der Si-Gleichrichter hängt von der im Betrieb auftretenden Sperrschichttemperatur ab. Man weiß vom Ge-Gleichrichter, daß die zulässige Sperrschichttemperatur zwischen 65 und 85° C liegt. Bei höheren Temperaturen setzt im Germanium Eigenleitung ein [7]; aus physikalischen Gründen kann dann ein unipolarer Leitfähigkeitscharakter nicht mehr auftreten. Hier findet man im Halbleiter Silizium den Ausweg. Obwohl sein Leitungsmechanismus dem des Germaniums entspricht, sind doch die physikalischen Konstanten glücklicherweise derart, daß die maximal zulässige Sperrschichttemperatur 200° C sein darf. Erst dann wird auch beim Silizium die Eigenleitung merklich. Daher lassen sich — ohne der zulässigen Sperrschichttemperatur gefährlich nahe zu kommen — Si-Gleichrichter bei wesentlich höheren Umgebungstemperaturen betreiben als Ge- und Se-Gleichrichter.

Bei der Festsetzung der Belastungsgrenzen ist stets die Sperrschichttemperatur der Bezugspunkt. Ihre Messung ist bei Si-Gleichrichtern keine einfache Aufgabe. Bei Ge-Gleichrichtern nutzt man zur Ermittlung der Sperrschichttemperatur ihren Zusammenhang mit dem Sperrstrom aus. Bei Si-Gleichrichtern hängen aber die Sperrströme nicht allein von der Sperrschicht im Innern des Kristalls, sondern leider auch von Oberflächeneinflüssen ab.

Um dies zu veranschaulichen, ist im Bild 5 das Sperrstromverhalten für Germanium und Silizium nebeneinandergestellt. In beiden Fällen

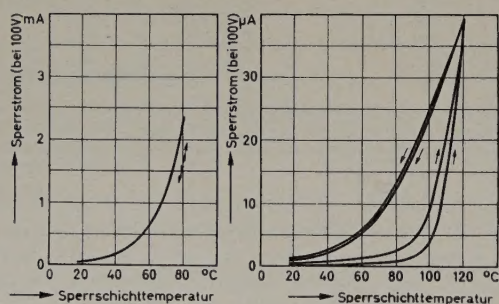


Bild 5. Temperaturabhängigkeit des Sperrstromes bei Sperrspannung = 100 V = konst., links für einen Ge-Gleichrichter, rechts für einen Si-Gleichrichter

wurden die Gleichrichter zweimal einem Temperaturzyklus unterworfen. Nur bei Germanium kann man von einer Reproduzierbarkeit sprechen, denn hier liegen alle Durchläufe genau aufeinander. Man muß also beim Si-Gleichrichter nach solchen Parametern suchen, die frei sind von Oberflächeneinflüssen, um zu einer einwandfreien Bestimmung der Sperrschichttemperatur zu kommen (beispielsweise über den Durchlaß-Spannungsfall oder die Kapazität [8]).

Der Anwender, der solche Messungen wohl kaum durchführen möchte, muß somit die hierauf basierenden Belastungsangaben des Herstellers respektieren. Eigene Temperaturmessungen mittels Thermoelementes am Gleichrichtergehäuse führen zu falschen Vorstellungen.

2.4 Kühlung

Aus diesen Betrachtungen geht hervor, daß die Frage der Strombelastung der Si-Gleichrichter direkt mit der Frage ihrer Kühlung verknüpft ist. Beim Se-Gleichrichter ist das Kühlproblem nicht kritisch, obwohl er höhere Verluste als ein Si-Gleichrichter aufweist. Es steht eben eine hinreichend große Oberfläche zur Abfuhr der Verlustwärme zur Verfügung. Der Si-Gleichrichter jedoch hat infolge seines

anderen und gedrängten Aufbaues nur eine sehr geringe Oberfläche, so daß der Gleichrichterkühlung Aufmerksamkeit zu schenken ist. Man findet in den Herstellerdaten bei den Strombelastungswerten jeweils einen Hinweis, wie die Kühlung vorzunehmen ist. Ferner wird dabei angegeben, welche Kühlbleche erforderlich sind, um den Gleichrichter mit Sicherheit unter der zulässigen Sperrschichttemperatur zu halten. Auch das umgekehrte Verfahren ist üblich: Für vorgegebene Umgebungstemperatur und Kühlblechfläche läßt sich aus einem Diagramm für den gewählten Gleichrichter die zulässige Stromstärke entnehmen.

2.5 Belastungskurven, Einschaltverhalten

Die Belastungskurven für die Einwagschaltung, wie sie beispielsweise im Netzteil eines Fernsehempfängers üblich ist, sind im Bild 6 dargestellt. Zum Vergleich wird eine Messung an einem Se-Gleichrichter

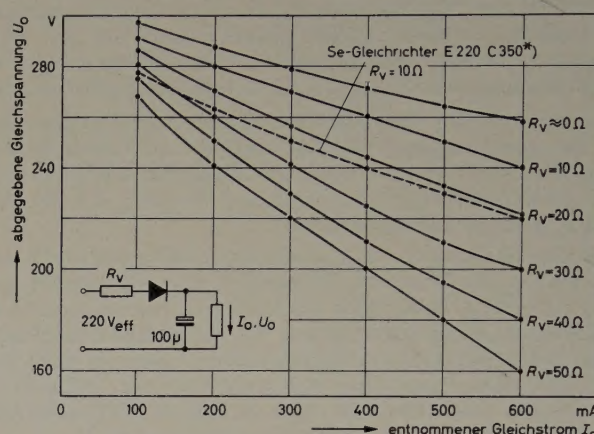


Bild 6. Belastungskennlinien eines Si-Gleichrichters ($F \approx 1 \text{ mm}^2$) in Einwagschaltung mit Überkapazität. *) Im Dauerbetrieb darf der Nennstrom des Se-Gleichrichters nicht überschritten werden

aufgeführt. Die Kurven sind in Abhängigkeit von einem vorgeschalteten Schutzwiderstand R_v wiedergegeben. Man sieht, daß selbst bei $R_v = 20 \Omega$ der Si-Gleichrichter der Se-Anordnung mit $R_v = 10 \Omega$ noch überlegen ist.

Die Brückenschaltung (Bild 7) zeigt ebenfalls die Überlegenheit des Si-Gleichrichters. Bei Nennlast des Se-Gleichrichters (400 mA) liegt die Gleichspannung mit dem Si-Gleichrichtersatz um etwa 23 V höher.

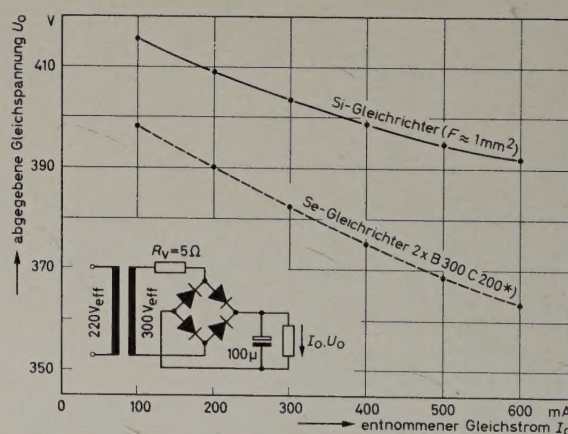


Bild 7. Belastungskennlinie eines Si-Gleichrichters ($F \approx 1 \text{ mm}^2$) in Brückenschaltung mit Überkapazität. Zum Vergleich sind Messungen an einem entsprechenden Se-Gleichrichter wiedergegeben; *) wie im Bild 6

In beiden Fällen diente als Meßobjekt eine Si-Versuchsausführung mit etwa 1 mm² Sperrschichtfläche. Der Vergleich bezieht sich hier lediglich auf die erreichbaren elektrischen Werte. Der wesentlich kleinere Raumbedarf der Si-Gleichrichter und die Möglichkeit, bei höheren Umgebungstemperaturen zu arbeiten, kommen noch als Pluspunkte hinzu.

Allerdings wird man durch diese Belastungskurven auf die Empfindlichkeit des Si-Gleichrichters gegenüber stoßartigen Belastungen hingewiesen. Es ist wohl verständlich, daß man Bauelemente solcher geringer Wärmekapazität durch einen Schutzwiderstand R_v vor zu

hohen Spitzenströmen schützen muß. Bei kapazitiver oder Gegen-spannungsbelastung ist die Verwendung eines Widerstandes R_v von einigen Ohm unbedingt erforderlich.

An neueren Entwicklungsmustern mit $F \approx 1 \text{ mm}^2$ sind beim Einschalten zur Zeit des Scheitelwertes der treibenden Spannung, also im ungünstigsten Fall, folgende Spitzenwerte des Einschaltstromes (bei $C = 100 \text{ }\mu\text{F}$) gemessen worden:

$$\begin{aligned} R_v &= 5 \text{ }\Omega \dots\dots I_s = 27 \text{ A} \\ R_v &= 15 \text{ }\Omega \dots\dots I_s = 14 \text{ A} \\ R_v &= 30 \text{ }\Omega \dots\dots I_s = 8 \text{ A} \end{aligned}$$

Man beachte, daß diese Ströme nicht nur an die Güte der Gleichrichter, sondern auch an die Güte der Netzschalter in Rundfunk- und Fernsehempfängern hohe Ansprüche stellen.

Aus den angestellten Betrachtungen folgt, daß es im allgemeinen nicht möglich ist, einen Se-Gleichrichter ohne zusätzliche Schaltmaßnahmen durch einen entsprechenden Si-Gleichrichter zu ersetzen. Man muß sich über die Folgen des kleineren Innenwiderstandes in Durchlaßrichtung und der geringeren Wärmekapazität im klaren sein.

2.6 Frequenzabhängigkeit

Ein interessantes Gebiet stellt die Untersuchung der Frequenzabhängigkeit der Si-Gleichrichter dar. Beim Se-Gleichrichter wird kaum ein Betrieb bei höheren Frequenzen, beispielsweise bei 50 kHz, erwartet, da man weiß, daß die Sperrschichtkapazität relativ groß ist und bei höheren Frequenzen den Gleichrichter kapazitiv kurzschließt. Bei Si-Gleichrichtern ist diese Kapazität wesentlich geringer.

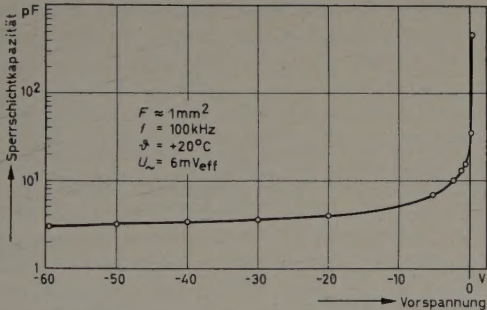


Bild 8. Sperrschichtkapazität eines Si-Gleichrichters in Abhängigkeit von der Vorspannung

Im Bild 8 ist für einen Si-Gleichrichter die Abhängigkeit der Sperrschichtkapazität von der Vorspannung aufgetragen. Es handelt sich wieder um Messungen an Entwicklungsmustern mit etwa 1 mm^2 Sperrschichtfläche. Man erkennt, daß bei -50 V die Kapazität etwa 3 pF ist. Sie liegt bei 0 V um etwa 20 pF und steigt erst beim Übergang ins Durchlaßgebiet merklich an. Aus den gemessenen Werten folgt, daß die Sperrschichtkapazität erst ab etwa 1 MHz von Einfluß werden kann.

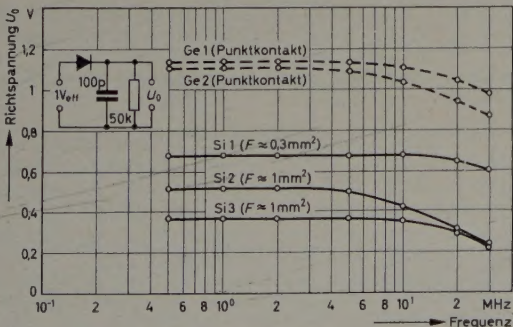


Bild 9. Vergleich der Frequenzabhängigkeit von Si- und Ge-Gleichrichtern bei Leerlauf

Das wird durch Messungen (Bild 9) bestätigt. Hier liegen Meßbedingungen vor, die der AM-Demodulationsschaltung im Rundfunkempfänger entsprechen (praktisch Leerlauf). Der Abfall der Richtspannung der Si-Gleichrichter beginnt etwa zwischen 3 und 10 MHz . Zum Vergleich ist das Verhalten von Ge-Punktkontakt-Dioden ein-

gezeichnet worden. Alle Kurven weisen den gleichen Charakter auf⁵⁾. Hieraus darf man jedoch nicht schließen, daß dies tatsächlich die obere Frequenzgrenze der Si-Gleichrichter sei. Sie gilt nur für den gemessenen Leerlauf. Bei merklichen Strombelastungen bekommt leider ein anderer physikalischer Vorgang Bedeutung.

Wer sich beispielsweise mit Schaltungen für Rechenmaschinen beschäftigt, kennt den Begriff des „recovery-Verhaltens“ von Halbleiter-Dioden. Unter recovery versteht man die Fähigkeit eines Gleichrichters, einen ursprünglichen Zustand wieder einzunehmen. Im vorliegenden Fall bedeutet es, in welcher Weise ein Gleichrichter beim abrupten Umschalten von Durchlaß- auf Sperrichtung den zugehörigen Sperrwiderstand wieder erreicht [9, 10].

Im Bild 10 ist dieser Vorgang schematisch dargestellt. Während der Durchlaßhalbwelle werden Ladungsträger in das Halbleiterinnere

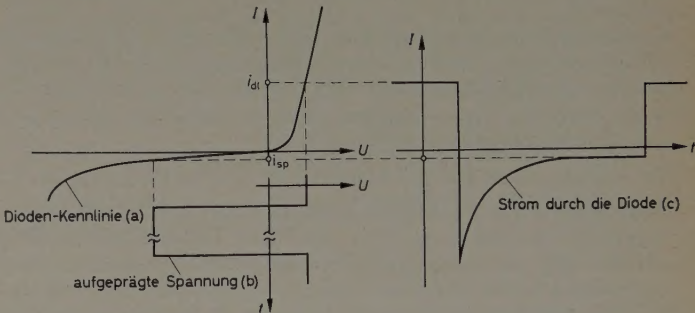


Bild 10. Impulsverhalten (schematisch). Eine Si-Diode mit der Strom-Spannungskennlinie (a) wird mit einer Spannung (b) in der gezeichneten Weise angesteuert. Der Strom durch die Diode weist dann den in (c) angegebenen Verlauf auf

injiziert. Beim Anlegen der Sperrspannung sind diese Ladungsträger noch im Halbleiterinneren vorhanden („hole storage“) und werden einen Strom in Sperrichtung verursachen, der wesentlich größer ist, als er aus der Strom-Spannungskennlinie folgt. Erst nach einer gewissen Zeit, wenn alle überschüssigen Ladungsträger auf den Gleichgewichtswert abgeklungen sind, erreicht der Sperrstrom seinen normalen Wert⁶⁾.

Normalerweise ist das recovery-Verhalten von Dioden oder Kleinflächen-Gleichrichtern nur für Impulsschaltungen von Interesse. Es bekommt auch für reine Gleichrichtung Bedeutung, wenn bei hohen Frequenzen große Gleichströme geliefert werden sollen.

Das Bild 11 zeigt in Oszillogrammen die Folgen des hole-storage-Effekts. Bei Steigerung der Frequenz beobachtet man in Sperrichtung einen wachsenden Ausgleichstrom, der bei der Vakuumröhre nicht

existiert. Die Sperrverluste steigen und kommen in die Größenordnung der Durchlaßverluste. Damit tragen auch die Sperrverluste zur Erwärmung der Gleichrichter bei, so daß an dieser Stelle eine frequenzbegrenzende Wirkung vorliegt. Bild 12 zeigt für einen kleinen Si-Gleichrichter bei konstanter Eingangsspannung (Einwegbetrieb, Widerstandslast) den Temperaturanstieg bei Erhöhung der Frequenz. Aufgetragen ist hierbei die Temperatur des metallischen Gehäuses, gemessen mit einem Thermoelement möglichst nahe der Sperrschicht.

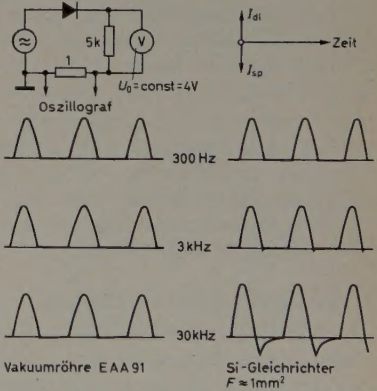


Bild 11. Vergleich der Frequenzabhängigkeit von Vakuumröhre und Si-Gleichrichter unter Last

⁵⁾ Die kleinere Richtspannung der Si-Gleichrichter läßt sich auf ihre höhere Schleusenspannung zurückführen.

⁶⁾ Für die Messung des recovery-Verhaltens existieren in Deutschland keine Normen. Man folgt bei Punktkontakt-Dioden den amerikanischen Vorschlägen [10]. Diese sind für flächenhafte Kontakte, etwa $F \approx 1 \text{ mm}^2$, nicht geeignet.

Im übrigen ist der „hole-storage-Effekt“ der Entionisierung einer gasgefüllten Röhre sehr ähnlich.

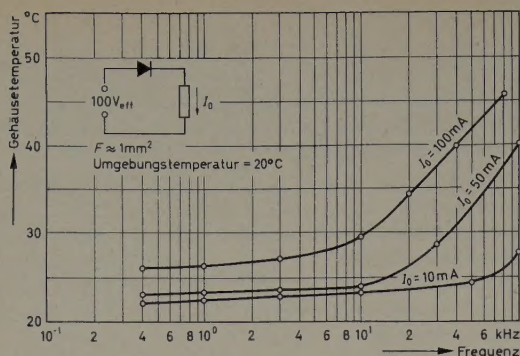


Bild 12. Gehäusetemperatur eines Si-Gleichrichters in Abhängigkeit von der Frequenz unter Last

Auf Grund dieser Messungen wird verständlich, wieso von manchen Herstellern bei Si-Gleichrichtern eine obere Frequenzgrenze von etwa 50 kHz angegeben wird. Sinnvoller wäre eine Reduktionskurve, die etwas über den Zusammenhang zwischen zulässigem Strom und Arbeitsfrequenz aussagen würde.

2.7 Reihen- und Parallelschaltung, Sicherungsfragen

Wenn unter den angebotenen Si-Gleichrichtern keine Muster mit ausreichender Sperrspannung sind, muß man Gleichrichter in Reihe schalten. Dies kann ohne zusätzliche Schaltmittel geschehen, jedoch empfehlen manche Hersteller einen Spannungsteiler, der etwa den 5...10fachen Sperrstrom der Gleichrichter als Querstrom führt. Im Bild 13 ist ein technischer Hochspannungs-Gleichrichter (k) gezeigt, der mit 40 in Reihe geschalteten Si-Elementen ohne Anwendung von Widerständen eine Sperrspannung von 8000 V (Scheitelwert) erreicht. Bei Widerstandslast können 45 mA entnommen werden, dabei ist der Spannungsfall 56 Volt [11].

Diese Überlegungen gelten für einen Betrieb bei niedrigen Frequenzen. Bei höheren Frequenzen ist Vorsicht geboten wegen des Auftretens von recovery-Effekten.

Ganz analog lassen sich größere Richtströme durch Parallelschalten von Si-Elementen erreichen. Wegen der geringen Durchlaßwiderstände der Gleichrichter empfehlen sich Serienwiderstände oder Drosseln für die Parallelschaltung sowie ein Aussortieren auf möglichst gleiche Kennlinien. Wenn möglich, ist jedoch das nächstgrößere Baumuster, das auf Grund seiner wirksamen Fläche den gewünschten Strom direkt führen kann, vorzuziehen.

Der Schutz von Si-Gleichrichtern in Schaltungen ist insbesondere bei großflächigen Elementen eine schwierige Aufgabe. Die hier behandelten kleinen Si-Elemente werden nach den bisher vorliegenden Erfahrungen durch normale flinke Schmelzsicherungen ausreichend geschützt. Selbstverständlich erweisen sich auch in dieser Hinsicht Vorwiderstände und Drosseln von Vorteil.

3. Bauformen und Anwendungen

Im Bild 13 ist eine Reihe deutscher und amerikanischer Si-Gleichrichter zusammengestellt. Man erkennt eine Mikrowellen-Punktkontakt-Diode (a), ferner Flächengleichrichter mit Metall- und Glasgehäusen zum direkten Einlöten in die Schaltung (f, g) sowie größere Elemente (h, i), die zur Kühlung auf ein Kühlblech oder das Chassis geschraubt werden müssen. Der lange Stab (k) stellt den bereits erwähnten Hochspannungs-Gleichrichter dar.

Im Bild 13 sind noch zwei andere Ausführungen (c, d) interessant. Im Anfang wurde gezeigt, daß Si-Gleichrichter eine Sperrkennlinie besitzen, die eine kaum merkliche Zunahme des Sperrstroms bei kleinen Spannungen aufweist, bis plötzlich bei der Durchbruchspannung der

Sperrstrom lawinenartig anwächst. Speziell hierfür entwickelte Bauelemente werden in Deutschland „Zener-Dioden“ genannt⁷⁾.

Der zulässige Sperrstrom der Zener-Diode wird durch die Verlustleistung bestimmt. Sie liegt bei heute üblichen Exemplaren zwischen einigen 100 mW und 10 W. Die Kennlinie im Durchbruchgebiet ist der Kennlinie einer Gasentladungsröhre (Glimmröhren-Stabilisator) ähnlich. Bei diesen Stabilisatoren beginnt die ausnutzbare Spannung oberhalb 60 V. Hier liegt der Vorteil der Si-Dioden mit Zener-Charakteristik, da sie sich schon mit Durchbruchspannungen von etwa 3 V an herstellen lassen und somit für das Gebiet geeignet sind, das sich mit Glimmröhren nicht erfassen läßt. Der Temperaturkoeffizient ist bei diesen geringen Spannungen hinreichend klein.

Neben der Erzeugung konstanter Gleichspannungen — analog dem Glimmstrecken-Stabilisator — lassen sich Zener-Dioden beispielsweise auch zur Spannungsbegrenzung, in Regelschaltungen oder als Überlastungsschutz hochempfindlicher Meßinstrumente verwenden. Mit Sicherheit läßt sich sagen, daß dieser Einsatz von Si-Gleichrichtern in der Zukunft eine wichtige Rolle spielen wird [12].

Man hat auch daran gedacht, die Durchlaßkennlinie für Stabilisierungszwecke auszunutzen, jedoch sind diese Anwendungen heute noch gering.

Im Bild 13 ist noch ein besonders kleiner Flächen-Gleichrichter (b) abgebildet. Diese Muster wurden von den Herstellern mit ganz speziellen Eigenschaften zum Einsatz in Hochfrequenz- und Computerschaltungen entwickelt. Man wird auf sie zurückgreifen, wenn Röhren nicht erwünscht und Ge-Dioden ungeeignet sind.

Schließlich gehört hierher ein Hinweis auf die Verwendung der Si-Gleichrichter in Schaltungen mit magnetischen Verstärkern, insbesondere wegen der sich bei hochwertigen magnetischen Werkstoffen sonst bemerkbar machenden Rückwirkung auf den Steuerkreis.

4. Schluß

Abschließend sei noch eine kurze Betrachtung zum Einsatz der neuen Si-Gleichrichter angeführt. Dank der zulässigen hohen Betriebstemperatur, des kleinen Volumens und der hohen Sperrspannung liegt von vornherein eine Reihe geeigneter Anwendungen fest. Man wird zwar zunächst noch Schwächen der Si-Gleichrichter hinnehmen müssen, doch allmählich lernen, wie man sie zweckmäßig einsetzt. Andererseits wird man genau überlegen, an welcher Stelle ohne Nachteil eine Röhre, ein Se- oder Ge-Gleichrichter beibehalten werden kann. Denn es ist ja nicht so, daß nun unbedingt alle Gleichrichteraufgaben mit Silizium gelöst werden müssen, nur weil es eben im Augenblick modern ist. Hierbei werden nicht zuletzt wirtschaftliche Gründe mitsprechen.

Schrifttum

- [1] Ilshner, M., u. Steinhäuser, W.: SAF-Silizium-Kleinflächen-Gleichrichter der Typenreihe OY 200. SEG-Nachr. Bd. 5 (1957) S. 36—38
- [2] Nitsche, E.: Siliziumgleichrichter. Elektron. Rdsch. Bd. 11 (1957) S. 197—199
- [3] Arends, E., u. Schröter, E.: Germanium-Leistungsgleichrichter der AEG. AEG-Mitt. Bd. 46 (1956) S. 210—214
- [4] Torrey, H. C., u. Whitmer, C. A.: Crystal rectifiers. MIT-Series Nr. 15, New York 1948, McGraw-Hill
- [5] Schultz, W.: Der Einfluß von Oberflächen auf die elektrischen Eigenschaften von Gleichrichtern und Transistoren. Nachrichtentechn. Fachber. Bd. 5 (1956) S. 3—9
- [6] Harten, H.-U., u. Schultz, W.: Eigenschaften der Oberflächen von Germanium und Silizium. In Schottky, W.: Halbleiterprobleme III. Braunschweig 1956, Vieweg
- [7] Pohl, R. W.: Elektronenleitung in festen Körpern, insbesondere in Halbleitern. Elektrotechn. Z. Bd. 71 (1950) S. 269—272
- [8] Rath, H.-L.: Welche Möglichkeiten bieten Scheinwiderstandsmessungen an Sperrschichten? Nachrichtentechn. Fachber. Bd. 5 (1956) S. 15—26
- [9] Seiler, K., u. Wucherer, H.: Die elektrische Trägheit von Halbleiterdioden. Nachrichtentechn. Fachber. Bd. 1 (1955) S. 3—10
- [10] Firtle, T. E., McMahon, M. E., u. Roach, J. R.: Recovery time measurements of point-contact germanium diodes. Proc. Inst. Radio Engs. Bd. 43 (1955) S. 603—607
- [11] Maxwell, W.: High voltage silicon cartridge rectifiers. Internat. Rectifier Corp. (USA), Firmendruckchrift SN-1056
- [12] Lennartz, H.: Zenerdioden. Funk-Technik Bd. 12 (1957) S. 281—283
- [13] Velorie, H. S., u. Smith, K. D.: Silicon diffused junction „avalanche“ diodes. Journ. electrochem. Soc. Bd. 104 (1957) S. 222—226

(eingegangen am 13. Dez. 1957)

⁷⁾ Die Bell Telephone Laboratories (USA) verwenden die Bezeichnung „avalanche-Diode“ [13].

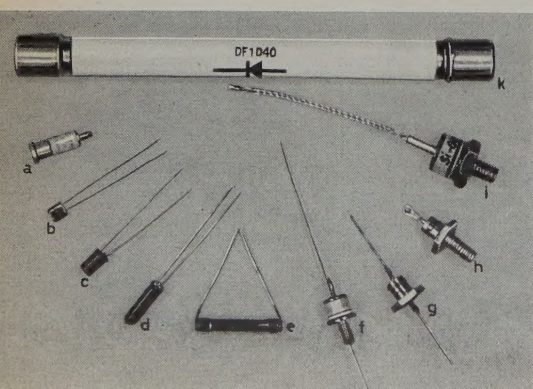


Bild 13. Verschiedene Bauformen von Si-Gleichrichtern

G. FRITZE
und F. PETERS

Die Elektronik in der Meßtechnik

1. Meßverstärker

DK 621.38:621.317

Die beiden Hauptforderungen an elektrische Meßinstrumente, geringer Eigenverbrauch und hohe Meßgenauigkeit, sind meist nicht miteinander zu vereinbaren. Dabei lassen sich viele Meßaufgaben, wie zum Beispiel Strom-, Spannungs- und Leistungsmessungen in vermaschten Netzen, aber erst befriedigend lösen, wenn beide Bedingungen erfüllt sind.

Wie andere Zweige der modernen Technik, erhielt auch dieses Gebiet der elektrischen Meßtechnik durch die Elektronik neuen Aufschwung, da Elektronenröhren mit ihrer großen Leistungsverstärkung und ihrem hohen Eingangswiderstand es gestatten, den verhältnismäßig hohen Eigenverbrauch von robusten und genauen Meßinstrumenten mit Hilfe von Verstärkern herabzusetzen. In gewissem Sinne ist dies bei Röhrenvoltmetern schon seit langem üblich, allerdings können diese Geräte keinen Anspruch auf Genauigkeit im Sinne der Präzisions-Meßtechnik erheben.

Die nach den VDE-Regeln 0410 festgelegten Toleranzgrenzen liegen für Feinmeßgeräte bei 0,5%, 0,2% oder sogar 0,1%. Die Genauigkeit des Zubehörs, etwa der Wandler und Vorwiderstände, soll eine Klasse höher sein, um den Meßfehler der gesamten Meßanordnung nicht zu erhöhen. Betrachtet man nun Meßverstärker zum Vermindern des Eigenverbrauchs von Instrumenten als Zubehör, so gilt das sinngemäß auch für sie. Der Verstärkungsfaktor des Verstärkers muß also um eine Klasse genauer eingehalten werden als die des Meßinstruments, dem es zugeordnet ist.

Zwar ist noch keine Klasseneinteilung für Meßverstärker im Sinne der VDE-Regeln 0410 festgelegt worden, jedoch können folgende Forderungen an den Verstärker als gegeben angenommen werden:

- 1) Die wichtigsten Verstärkerelemente für Meßverstärker sind trotz der Transistoren noch immer die Elektronenröhren. Sie haben aber nur begrenzte Lebensdauer, die durch Abnahme der Steilheit und damit der Verstärkung unter einen bestimmten Wert gegeben ist. Der Verstärkungsfaktor des Meßverstärkers darf sich nun je nach Anforderung in einem bestimmten Zeitraum von 1000, 2000 oder 10000 Stunden nicht mehr ändern, als für die geforderte Meßgenauigkeit zulässig ist. Es müssen deshalb Maßnahmen getroffen werden, um diese Forderung trotz Alterns der Röhren zu erfüllen.
 - 2) Die Genauigkeitsforderung an den Verstärker erstreckt sich je nach Anwendung beispielsweise für eine Strom- oder Spannungsmessung nur auf den Betrag, bei der Leistungsmessung auf Betrag und Phase.
 - 3) Eine Nacheichung, wie sie beispielsweise bei Röhrenvoltmetern allgemein üblich ist, kann, wie auch bei anderem Zubehör für Meßinstrumente, nicht zugelassen werden. Für den Meßverstärker ist höchstens eine Funktionsüberwachung erlaubt.
 - 4) Bei Netzspannungsschwankungen muß die Änderung des Verstärkungsfaktors innerhalb der geforderten Genauigkeit bleiben.
 - 5) Aus Tab. I ist zu ersehen, daß der Eigenverbrauch von Strommessern wesentlich geringer ist als der von Spannungsmessern, da bei ersteren unter anderem der Leistungsverbrauch von Vorwiderständen entfällt. Mit steigender Ausgangsleistung steigt nun der Aufwand für den Verstärker, und zwar in besonderem Maße für die Endstufe, erheblich an. Aus Gründen der Wirtschaftlichkeit soll deshalb der Verstärker einen der Eingangsgröße proportionalen Ausgangsstrom liefern, damit Strommesser mit dem geringeren Eigenverbrauch für die Anzeige verwendet werden können.
- Die in den Punkten 1) bis 4) gestellten Bedingungen (große

Genauigkeit des Verstärkungsfaktors innerhalb der gewünschten Toleranz, und zwar über lange Zeiträume von 1000 bis zu 10000 Stunden sowie bei Netzspannungsschwankungen und Alterung der Röhren) lassen sich durch Einführung einer entsprechend dimensionierten Gegenkopplung erfüllen. Der in Punkt 5) gestellten Bedingung (Ausgangsstrom proportional der Eingangsgröße) wird entsprochen, wenn man die Gegenkopplung vom Ausgangsstrom abhängig macht (Stromgegenkopplung). Diese Stromgegenkopplung bewirkt außerdem, entsprechend dem Gegenkopplungsgrad, für den Verstärker eine Erhöhung des Ausgangswiderstandes. Den Instrumenten im Ausgangskreis wird dadurch der Strom eingeprägt, so daß eine Änderung des Instrumentenwiderstandes innerhalb gewisser Grenzen nur noch unwesentlichen Einfluß auf die Meßgenauigkeit hat.

Die Stromverstärkung v_i' eines gegengekoppelten Verstärkers gehorcht der Beziehung

$$v_i' = \frac{v_i}{1 + k_i v_i}, \tag{1}$$

wobei v_i die Stromverstärkung des Verstärkers ohne Gegenkopplung, dargestellt durch das Verhältnis Ausgangsstrom I zu Eingangsstrom i , und $(1 + k_i v_i)$ der Gegenkopplungsgrad ist. Bei sehr großer Gegenkopplung, also bei sehr großem $k_i v_i$, kann die „Eins“ im Nenner der Gl. (1) vernachlässigt werden, und es wird

$$v_i' \approx \frac{1}{k_i} \tag{2}$$

Die Stromverstärkung v_i' wird also durch k_i ausgedrückt, das sich mit großer Genauigkeit durch ein Widerstandsverhältnis darstellen läßt. Die Schleifenverstärkung v_i erscheint nur noch als Fehlerglied.

Tab. I. Eigenverbrauch von Präzisions-Instrumenten und -Meßverstärkern

Meßinstrument oder Meßverstärker		Klassengenauigkeit oder Anzeigefehler	Meßbereiche	Eigenverbrauch
Präzisions-Dreheisen-Strommesser		Kl. 0,2	0,03...12 A \cong	≤ 1 VA
Präzisions-Dreheisen-Spannungsmesser		Kl. 0,2	15...600 V \cong	6...18 W je nach Meßbereich (13,33 Ω /V)
Präzisions-Leistungsmesser mit astatischem elektrodynamischem Meßwerk und Lichtzeiger	Strom-pfad	Kl. 0,2	0,1...10 A \cong	$\approx 0,3$ VA
	Spannungs-pfad	Kl. 0,2	90/180 V 30 mA	2,7/5,4 W
Hochempfindliche Präzisions-Dreheisen-Strommesser		Kl. 0,5	1...30 mA \sim	≈ 3 mVA
Hochempfindliche Präzisions-Dreheisen-Spannungsmesser		Kl. 0,5	1,5...750 V \sim	45...750 mW je nach Meßbereich (1000 Ω /V)
Mehrbereich-Wechselstrom-Meßverstärker in tragbarer Ausführung zur Verwendung in Verbindung mit Präzisions-Instrumenten	Strom-verstärker	Anzeigefehler $\leq 0,2\%$	0,01...1 A \sim in 7 Bereichen	0,2...25 mVA je nach Meßbereich
	Spannungs-verstärker	Anzeigefehler $\leq 1\%$ $\leq 0,5\%$ $\leq 0,2\%$	1,5 V \sim 3 V \sim 6...300 V \sim in 8 Bereichen	0,15...30 mW je nach Meßbereich (10000 Ω /V)
Leistungsmeßplatz zur Messung von Strom, Spannung, Wirk- und Blindleistung in Verbindung mit Präzisions-Instrumenten	Strom-pfad	Anzeigefehler für die Strom- und Spannungsmessung $\leq 0,2\%$, für die Leistungsmessung $\leq 0,5\%$	0,01...1 A \sim	0,1...25 mVA je nach Meßbereich
	Spannungs-pfad		5...250 V \sim	0,2...10 mW je nach Meßbereich (25000 Ω /V)

Da es auch üblich ist, zum Beispiel eine Eingangsspannung in einen Ausgangsstrom zu übersetzen, wird für das Verhältnis Eingangs- zu Ausgangsgröße der Begriff Übersetzung eingeführt. Dieses Verhältnis kann jedoch nicht als Verstärkung bezeichnet werden, denn diese ist eine dimensionslose Größe, während die Übersetzung beispielsweise in mA/V oder V/mA ausgedrückt wird.

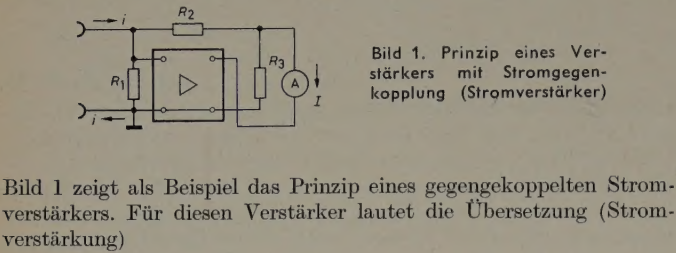


Bild 1. Prinzip eines Verstärkers mit Stromgegenkopplung (Stromverstärker)

Bild 1 zeigt als Beispiel das Prinzip eines gegengekoppelten Stromverstärkers. Für diesen Verstärker lautet die Übersetzung (Stromverstärkung)

$$\frac{I}{i} = \frac{R_2 + R_3}{R_3} \left[1 - \frac{1}{v_i} \left(1 + \frac{R_1 + R_2}{R_3} \right) \right] = \frac{R_2 + R_3}{R_3} (1 - \alpha) \quad (3)$$

Die Übersetzung setzt sich zusammen aus dem Übersetzungsverhältnis $\frac{R_2 + R_3}{R_3}$ und dem Übersetzungsfehler α

$$\alpha = -\frac{1}{v_i} \left(1 + \frac{R_1 + R_2}{R_3} \right)$$

Dieser Übersetzungsfehler wird mit steigender Schleifenverstärkung v_i kleiner. Da der Verstärker eine wesentlich geringere Steuerleistung benötigt als das Anzeigeelement, wird der Eigenverbrauch der Meßanordnung herabgesetzt.

Durch die Anwendung von Blindwiderständen im Gegenkopplungszweig läßt sich das Übersetzungsverhältnis für bestimmte Anwendungsfälle komplex oder imaginär machen. Macht man zum Beispiel den Widerstand R_2 im Bild 1 kapazitiv und außerdem das Verhältnis $-j R_2/R_3$ sehr groß, so wird die Übersetzung in Gl. (3)

$$\frac{I}{i} \approx -j \frac{R_2}{R_3} (1 - \alpha)$$

und damit imaginär. Der Ausgangsstrom I ist gegenüber dem Eingangsstrom i bis auf einen geringen Winkelfehler — der um so geringer ist, je größer $\frac{|R_2|}{R_3}$ — um 90° in der Phase gedreht. Mit diesem Ver-

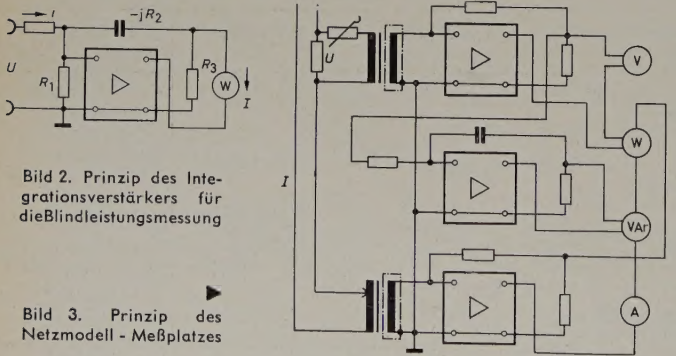


Bild 2. Prinzip des Integrationsverstärkers für die Blindleistungsmessung

Bild 3. Prinzip des Netzmodell - Meßplatzes

stärker, dessen Prinzip Bild 2 zeigt, läßt sich beispielsweise die für Blindleistungsmessungen notwendige 90° -Phasendrehung erreichen. Diese Betrachtungen gelten in gleichem Maße für Gleich- und Wechselstrom-Meßverstärker.

2. Wechselstrom-Meßverstärker für Präzisions-Instrumente

Der Wunsch nach Verminderung des Eigenverbrauchs von Präzisions-Dreheiseninstrumenten und Leistungsmessern kam von der Starkstromtechnik her [1, 2, 3]. In Netzmodellen für die Projektierung von Starkstromanlagen, bei denen nur eine begrenzte Generatorleistung zur Verfügung steht, sollen praktisch leistungslos gleichzeitig Strom, Spannung, Wirk- und Blindleistung mit der Genauigkeit von Feinmeßinstrumenten (Meßfehler $\leq 0,5\%$) zu messen sein. Zu diesem Zweck wurde von der Siemens & Halske AG ein Leistungsmeßplatz

entwickelt, dessen Prinzip Bild 3 zeigt. Dem unteren Verstärker wird über einen umschaltbaren Stromwandler der zu messende Strom I zugeführt, in dessen Ausgangskreis ein Präzisions-Dreheisenstrommesser für die Strommessung (A) und die Strompfade (25 mA) der Lichtmarken-Leistungsmesser für die Wirkleistungsmessung (W) und für die Blindleistungsmessung (VAr) liegen. Der obere Verstärker für die Spannungsmessung ist ein Strom-Meßverstärker für sehr kleine Eingangsströme, dem durch die zu messende Spannung über einen sehr hochohmigen, für den jeweiligen Meßbereich umschaltbaren Vorwiderstand und über einen Stromwandler für die erdfreie Messung der Eingangsstrom zugeführt wird. Im Ausgangskreis dieses Verstärkers liegen ein Dreheisenstrommesser (V) für die Anzeige des der Eingangsspannung U proportionalen Ausgangsstromes und der Spannungspfad des Wattmeters (W) (1000 Ω , 30 mA) für die Wirkleistungsmessung. Der mittlere Verstärker ist ein Integrationsverstärker mit Gegenkopplung über eine Kapazität zur Erzeugung der für die Blindleistungsmessung notwendigen 90° -Phasendrehung. Da die Übersetzung dieses Verstärkers linear mit der Frequenz abfällt, stimmt die Übersetzung dem Betrag nach nur für eine Frequenz. Im Ausgang liegt der Spannungspfad des Wattmeters (VAr) (1000 Ω , 30 mA). Der Meßfehler des gesamten Meßplatzes ist $\leq 0,5\%$, die Meßfrequenz 150 Hz, der Eingangswiderstand des Spannungspfad 25 k Ω /V für die Meßbereiche 5 — 10 — 25 — 50 — 100 — 250 V. Der Spannungsabfall am Eingang des Strompfades ist maximal 20 mV für die Meßbereiche 10 — 25 — 100 — 250 — 500 — 1000 mA.

Der Anwendungsbereich dieser Wechselstrom-Meßverstärker in Verbindung mit Präzisions-Dreheiseninstrumenten und Lichtmarken-Leistungsmessern ist nicht auf Messungen an Netzmodellen beschränkt, sondern erstreckt sich auf alle Anwendungsfälle, bei denen es darauf ankommt, bei geringem Eigenverbrauch genaue Messungen durchzuführen, zum Beispiel bei Messung der Eisenverluste in magnetischen Werkstoffen [4] oder bei Leistungsmessungen an Leuchtstoffröhren. Während der Meßplatz für Messungen an Netzmodellen für den Einbau in Meßpulte eingerichtet ist, zeigen die Bilder 4 und 5 Ausführung

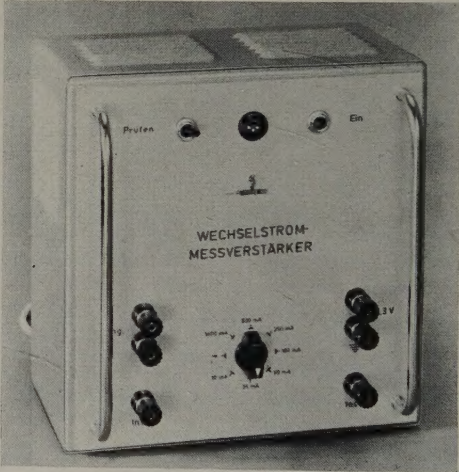


Bild 4. Präzisions-Wechselstrom-Meßverstärker für Meßbereiche von 10 mA ... 1 A (Werkfoto Siemens)

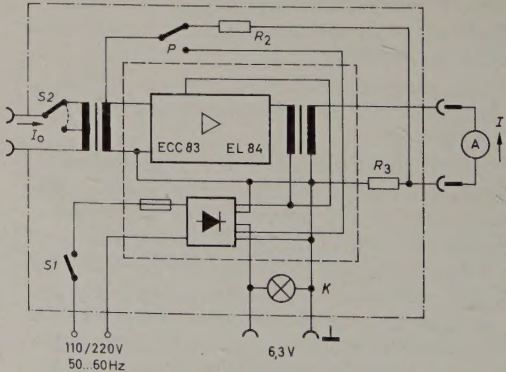


Bild 5. Prinzipschaltbild des Wechselstrom-Meßverstärkers nach Bild 4.: S_1 Netzschalter, S_2 Meßbereichumschalter, P Prüftaste, R_2, R_3 Präzisions-Widerstände, K Kontroll-Lämpchen, 6,3-V-Anschluß für die Skalenbeleuchtung des Präzisions-Instruments

und Schaltung eines tragbaren Wechselstrom-Meßverstärkers. Dieser Verstärker wird auch als Spannungs-Meßverstärker hergestellt.

Der Strom-Meßverstärker arbeitet im Frequenzbereich 15...500 Hz mit maximal 0,2% Meßfehler nach Betrag und Phase. Der Spannungsabfall am Eingang ist für die Meßbereiche 10 — 25 — 50 — 100 — 250 — 500 — 1000 mA etwa 20 mV. Im Verstärker ist ein Eingangstromwandler mit Abgriffen für die Meßbereichumschaltung eingebaut. Zur Funktionsprüfung wird über den Schalter S2 eine definierte 50-Hz-Spannung an den Eingang des Verstärkers gelegt und gleichzeitig die Gegenkopplungsschleife unterbrochen. Ist der Verstärker in Ordnung, so muß das Instrument im Ausgangskreis mindestens 50% vom Skalenendwert anzeigen. Der Spannungs-Meßverstärker arbeitet im genannten Frequenzbereich mit der gleichen Genauigkeit. Der Eingangswiderstand für die Meßbereiche 1,5 — 3 — 6 — 15 — 30 — 60 — 150 — 300 V ist 10 kΩ/V.

Grundbaustein für diese Wechselstrom-Meßverstärker ist ein dreistufiger Verstärker. Der Gegenkopplungsgrad ist etwa 1000, womit sich eine Genauigkeit für die Übersetzung von etwa 0,1% erreichen läßt. Die Verstärker sind für den Anschluß an das 220-V- oder 110-V-Netz ausgelegt; Aufnahme bei 50 Hz etwa 35 VA.

In Tab. I sind die Steuerleistung dieser Verstärker und der Leistungsverbrauch üblicher Präzisions-Meßinstrumente zusammengestellt. Daraus ersieht man, daß es hochempfindliche Präzisions-Drehinstrumente für die Strom- und Spannungsmessung gibt, deren Leistungsverbrauch den niedrigen Steuerleistungen der Meßverstärker nahekommt. Der besondere Vorteil der Meßverstärker liegt aber darin, daß man mit der sehr geringen Steuerleistung für nur zwei Verstärker gleichzeitig Strom, Spannung und Wirkleistung und mit der für drei Verstärker auch noch die Blindleistung messen kann.

3. Gleichstrom-Nanoamperemeter [5]

Kleinste Gleichströme wurden bisher fast ausschließlich mit Galvanometern gemessen, die naturgemäß keine hohe Meßgenauigkeit haben. Der mögliche Ausweg, zur Erhöhung der Genauigkeit den Meßbereich üblicher Präzisions-Gleichstrominstrumente durch direkt gekoppelte Verstärker der konventionellen Technik nach unten zu erweitern, ist mit erheblichem Aufwand verbunden, insbesondere für die Stabilisierung der Betriebsspannungen, wenn der Nullpunktfehler dieser Verstärker die zulässigen Fehlergrenzen nicht überschreiten soll. Ein solcher Aufwand lohnt sich nur, wenn eine sehr kurze Einstellzeit gefordert wird, der Verstärker also breitbandig sein soll. Ist für den Verstärker eine etwas größere Einstellzeit zulässig, zum Beispiel in Verbindung mit anzeigenden oder registrierenden Instrumenten, so kann ein Gleichstrom-Zerhackerverstärker, wie in dem nachfolgend beschriebenen Nanoamperemeter, verwendet werden. Man zerhackt den zu messenden Gleichstrom mit einem durch 50-Hz-Netzspannung erregten Relaiszerhacker [6], verstärkt die so erzeugte Wechselspannung mit einem Wechselspannungsverstärker und richtet dann phasenrichtig wieder gleich. Um die gewünschte Genauigkeit zu erreichen, wird dieser Verstärker dann gleichstrommäßig gegengekoppelt.

Bild 6 zeigt das Prinzip (als Zerhacker und Wiedergleichrichter dient ein Relais) und Bild 7 das Gleichstrom-Nanoamperemeter; Tab. II gibt technische Daten. Der Wechselspannungsverstärker ist ein zweistufiger RC-Verstärker. Das Gerät ist für Netzanschluß 220 V, 50...60 Hz ausgelegt; Aufnahme etwa 6 VA.

Die Anwendung des Gerätes erstreckt sich unter anderem auf das Messen sehr kleiner Ströme an Halbleitern, Röhren, Photozellen, Vielfachern usw.

4. Elektrischer Grenzwertmelder für Meßinstrumente

Oft soll ein Meßinstrument außer zur Anzeige einer Meßgröße auch noch zur Signalgabe oder zum Auslösen eines Stell- oder Regelvorganges beim Unter- oder Überschreiten eines bestimmten Wertes benutzt werden. Das übliche Verfahren, die Zeigerstellung in Zeitabständen abzutasten und bei Erreichen eines vorbestimmten Meßwertes eine Kontaktvorrichtung zu betätigen, arbeitet oft nicht schnell genug, da im ungünstigen Fall die Signalgabe erst beim nächsten Abtasten erfolgt, während der Grenzwert, bei dem die Signalgabe erfolgen soll, kurz nach dem vorhergehenden Abtasten bereits erreicht wurde.

Mit elektronischen Schaltungsanordnungen ist es möglich, das Erreichen eines vorher festgelegten Meßwertes sofort zu melden, ohne

Tab. II. Meßbereiche und Anschlußdaten des Nanoamperemeters

Meßbereich	Größter Eingangs-widerstand (Betrag)	Erforderlicher Mindest-Quellen-widerstand	Verstärker + Meß-instrument	
			Meß-genauigkeit	Einstell-zeit
[A]	[Ω]	[Ω]	[%]	[s]
1 · 10 ⁻⁹	400 · 10 ³	40 · 10 ⁶	2,5	4
3 · 10 ⁻⁹	133 · 10 ³	13,3 · 10 ⁶	2,5	1,7
1 · 10 ⁻⁸	40 · 10 ³	4 · 10 ⁶	2,5	0,7
3 · 10 ⁻⁸	13,3 · 10 ³	1,33 · 10 ⁶	2,5	0,6
1 · 10 ⁻⁷	4 · 10 ³	400 · 10 ³	1	0,5
3 · 10 ⁻⁷	1,33 · 10 ³	133 · 10 ³	1	0,5
1 · 10 ⁻⁶	400	40 · 10 ³	1	0,5
3 · 10 ⁻⁶	133	13,3 · 10 ³	1	0,5
1 · 10 ⁻⁵	40	4 · 10 ³	1	0,5
3 · 10 ⁻⁵	15	1,5 · 10 ³	1	0,5
1 · 10 ⁻⁴	6	600	1	0,5
3 · 10 ⁻⁴	3	300	1	0,5
1 · 10 ⁻³	2	200	1	0,5

Der Eingangswiderstand kann auch Null werden oder einen negativen Wert annehmen. Trotzdem erregt sich der Verstärker nicht selbst, wenn der Quellenwiderstand genügend hoch ohmig ist. Die angegebene Einstellzeit gilt für Annäherung bis auf 1% an den Endausschlag.

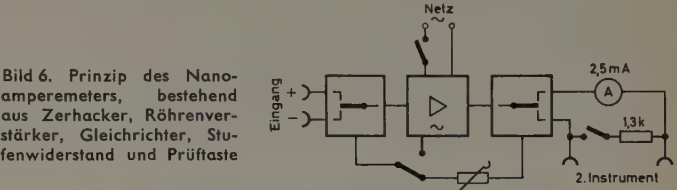


Bild 6. Prinzip des Nanoamperemeters, bestehend aus Zerhacker, Röhrenverstärker, Gleichrichter, Stufenwiderstand und Prüffaste



Bild 7. Nanoamperemeter für Gleichströme von 1 nA...1 mA (Werkfoto Siemens)

den Zeiger mechanisch zu berühren oder den Zeigerausschlag zu beeinflussen. Mit derartigen elektronischen Schaltungen ausgerüstete Geräte sind zum Beispiel der lichtelektrische, der kapazitive und der induktive Grenzwertmelder. Bei allen diesen Verfahren löst der Instrumentenzeiger oder eine mit ihm starr verbundene Vorrichtung die Signalgabe aus, ohne daß der Zeiger berührt oder sein Ausschlag beeinflusst wird.

Nach Aufwand, Betriebssicherheit, eindeutiger Zuordnung der Signalgabe zum Meßwert und Rückwirkungsfreiheit ist dem induktiven Grenzwertmelder der Vorzug zu geben. Verwendet man statt Elektronenröhren bei diesem Verfahren Transistoren, so ergeben sich Grenzwertmelder mit folgenden hervorstechenden Eigenschaften:

- 1) Geringer Platzbedarf durch Verwendung elektrischer Kleinbauteile und geätzter Schaltungen;
- 2) geringer Leistungsbedarf, insbesondere durch Wegfall der Röhrenheizung;
- 3) sofortige Betriebsbereitschaft, da die Anheizzeit der Röhren entfällt;
- 4) lange Lebensdauer, wenn die Geräte im zulässigen Temperaturbereich bis + 60° C verwendet werden.

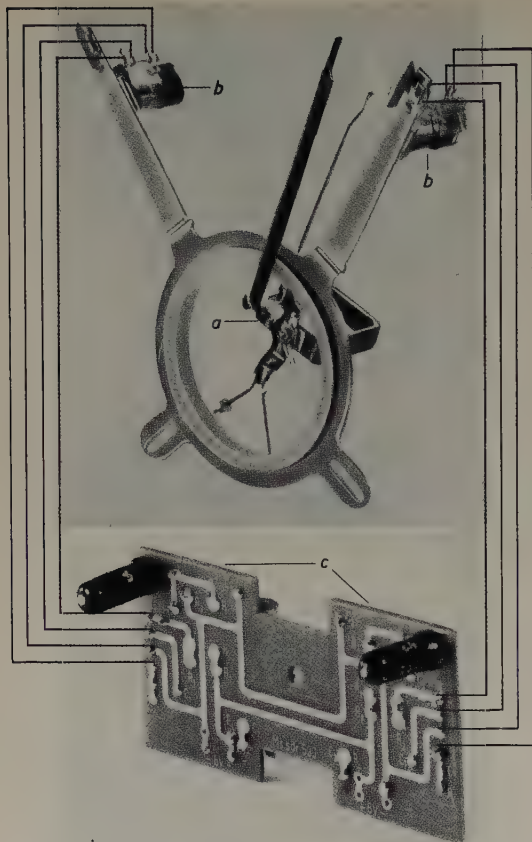


Bild 8. Prinzipieller Aufbau des elektronischen Grenzwertmelders. a Meßorgan mit Schirmfahne, b Hochfrequenzspulen der HF-Mel-deelektronik an verstellbaren Armen, c Transistor-HF-Oszillator

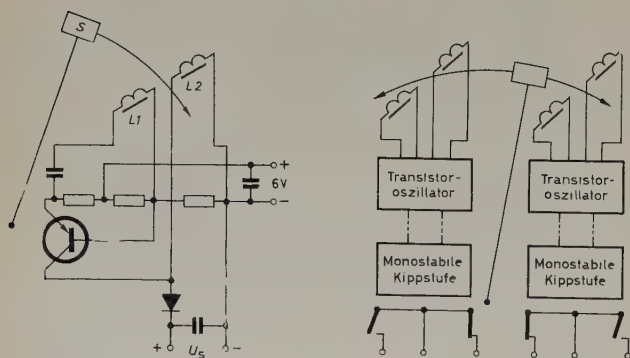


Bild 9 (links). Schaltbild des Transistoroszillators. L 1 Schwingkreis-spule, L 2 Rückkopplungsspule, S Schirmfahne. Bild 10 (rechts). Prinzipschaltbild eines Grenzwertmelders mit zwei Signalgebern

Der induktive Grenzwertmelder der *Siemens & Halske AG* [7] ist die Kombination eines Anzeigeinstrumentes mit einer elektronischen Schaltung für die Signalgabe. Die elektronische Schaltung ist ein Transistoroszillator, dessen Hochfrequenzschwingungen gleichgerichtet werden. Die gelieferte Gleichspannung von etwa 1 V reicht für die Aussteuerung eines empfindlichen Telegrafrelais (Kleinpolelais) aus.

Die Schwingkreis- und die Rückkopplungsspule des Oszillators (b im Bild 8) sind zwei kleine, sich axial gegenüberstehende Spulen mit Ferritkern. Mit dem Instrumentenzeiger (a) ist ein kleines Schirmblech so verbunden, daß dieses jeweils eine der Zeigerstellung entsprechende Stellung einnimmt. Beide Spulen sind nun so eingestellt, daß sich beim Grenzwert das Schirmblech zwischen die beiden Spulen des Oszillators schiebt und dadurch die Rückkopplung aufhebt, so daß die Oszillatorschwingungen aussetzen. Die Schaltung arbeitet in Ruhestrombetrieb, das heißt, im Ruhezustand schwingt der Oszillator, liefert am Ausgang eine Gleichspannung, und das Relais hat angezo-gen. Setzt beim Erreichen des Grenzwertes die Schwingung des

Oszillators aus, so ist der Ausgang spannungslos, das Relais fällt ab und geht damit in Signalstellung. Treten im elektronischen Teil Stö-rungen auf, die das Schwingen des Oszillators verhindern, so geht das Relais ebenfalls in Signalstellung.

Für viele Anwendungsfälle wird die Signalgabe bei einem unteren und einem oberen Grenzwert verlangt. Für solche Fälle sind zwei Spulen-paare eingebaut, je eines für den unteren und für den oberen Grenzwert. Zu jedem dieser Spulenpaare gehört je ein Transistoroszillator. Zwei dieser Oszillatoren sind jeweils auf einer geätzten Schaltung auf-gebaut (c im Bild 8). Bild 9 zeigt die Prinzipschaltung des Oszillators mit den beiden Spulen L 1 und L 2, die an Schlitzschrauben auf den gewünschten Grenzwert eingestellt und deren Einstellung durch rote Marken auf der Skala angezeigt wird. Die Breite des Schirmbleches S bestimmt die Signalgabe; sie ist im allgemeinen 10% vom Skalen-bereich. Die Genauigkeit der Signalgabe liegt innerhalb der Klassen-genauigkeit des verwendeten Meßinstrumentes.

Ist die mit dem Telegrafrelais maximal schaltbare Leistung nicht ausreichend, so muß auch für das Schalten die Elektronik zu Hilfe genommen werden. An den Gleichspannungsausgang des Oszillators wird dann eine monostabile Kippschaltung angeschlossen, die ihrer-seits einen Schalttransistor steuert. Die Schaltleistung der Schalt-elektronik reicht aus, um ein robustes Relais mit großer Lebensdauer für Schaltleistungen bis etwa 60 W zu betreiben. Bild 10 zeigt das Prinzip eines Grenzwertmelders mit zwei Signalgebern.

Steigt der Meßwert bei Signalgabe noch weiter an, so verläßt das Schirmblech die Spulen wieder, und das Signal geht verloren. Wenn kein Signal gegeben wird, ist nicht eindeutig erkennbar, ob der Meß-wert unter- oder oberhalb des Signalkpunktes liegt. Für viele Anwen-dungsfälle, insbesondere bei Regelvorgängen, ist das aber nicht zu-lässig. Vielmehr muß verlangt werden, daß die Signalgabe auch bei Meßwerten weit oberhalb des Grenzwertes bestehen bleibt. Zur Lösung dieser Aufgabe ordnet man für jeden Signalkpunkt zwei Spulenpaare nebeneinander an. Zu jedem Spulenpaar gehört ein Transistoroszi-lator; ihre Gleichrichterausgänge sind so gegeneinander geschaltet, daß die resultierende Spannung Null ist, wenn beide Oszillatoren schwin-gen. Wird die Schwingung des einen Oszillators unterbrochen, so wird die resultierende Gleichspannung negativ, werden die Schwingungen des anderen Oszillators unterbrochen, so wird sie positiv. Diese resul-tierende Gleichspannung wird an die Eingangklemmen einer bistabilen Kippschaltung angeschlossen, also an einen elektronischen Schalter mit zwei Ruhestellungen, der in der Schaltstellung verharrt, in die er zuletzt geschaltet wurde, auch wenn die Eingangsspannung Null wird. Die Kippschaltung steuert ein Schaltertransistor, der die Betriebs-erregung eines Leistungsrelais liefert.

Bild 11 zeigt das Prinzip des rich-tungsabhängigen Grenzwertmelders. Bei einem negativen Impuls schaltet die Kippschaltung das Relais in Ruhe-stellung, bei einem positiven Impuls in Signalstellung.

Erreicht das Schirmblech bei anstei-gendem Meßwert das erste Spulenpaar und schaltet es dadurch dessen Ozi-lator ab, so wird die Eingangsspan-nung an der Kippschaltung negativ, das Relais bleibt in Ruhestellung. Wird bei steigendem Meßwert auch der zweite Oszillator abgeschaltet, so wird die Eingangsspannung an der Kippschaltung Null, und das Relais bleibt immer noch in Ruhestellung. Steigt der Meßwert noch weiter an und ist das Schirmblech aus dem Wir-kungsbereich des ersten Spulenpaares, so schwingt wieder der erste Oszillator. Die Eingangsspannung an der Kippschaltung wird nun positiv, und das Relais geht in Signalstellung und bleibt dort auch bei weiter ansteigendem Meßwert. Bewegt sich der Zeiger in umgekehrter Richtung, so ist der Funktionsablauf entsprechend vertauscht. Sinn-gemäß gilt dies auch für die Signalgabe bei Unterschreiten eines Minimalwertes. Zwischen dem Punkt der Signalgabe und dem des Lös-chens des Signals ist eine Differenz vorhanden, die durch den Ab-stand der Spulenpaare und durch die Breite des Schirmbleches be-stimmt ist. Sie läßt sich kleinhalten, ist aber oft für die Lösung von Regelaufgaben auch erwünscht.

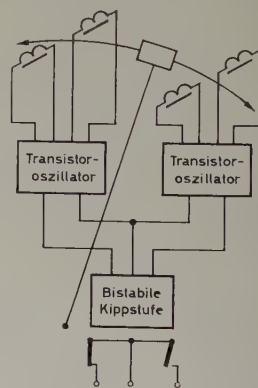


Bild 11. Prinzip eines richtungsabhängigen Signalgebers

Die geometrischen Abmessungen der Spulen und der Oszillator-schaltung mit dem Gleichrichter sind so klein, daß sich eine oder zwei solcher Schaltungen mit einfachen oder doppelten Spulenpaaren in fast alle Instrumente einbauen lassen. Durch Kombination der verschiedenen Ausführungsarten lassen sich zahlreiche Schalt- und Regelaufgaben, wie Pegelüberwachung, automatische Meßbereichumschaltung, Grenzwertsignalisierung usw., lösen.

Bild 12 zeigt ein quadratisches Instrument (Frontmaße 144 × 144 mm)



Bild 12. „DQR“-Instrument mit zwei Grenzwertmeldern und Schaltelektronik

mit zwei Grenzwertmeldern. In Verbindung mit der Schaltelektronik lassen sich etwa 60 W schalten. Die Stellung der Grenzwertmelder kann man mit den beiden Schlitzschrauben bis auf 2,5 % vom Skalenbereich einander nähern. Bei Doppelabgriffen liegt dieser Wert bei 20 % des Skalenbereiches. Die Hochfrequenzoszillatoren sind entsprechend den VDE-Regeln entstört. Die Schaltelektronik ist für den Anschluß an das 220-V-Wechselstromnetz gebaut; die Stromversorgung der Oszillatoren erfolgt aus dem Netzteil der Schaltelektronik.

Schrifttum

- [1] Werner, K. H.: Präzisionsmeßverstärker für die Starkstromtechnik. Elektrotechn. Z.-A. Bd. 75 (1954) S. 205—209
- [2] Fritze, G., u. Kalusche, H.: Wechselstrommeßverstärker für Präzisionsmessungen. Siemens-Z. Bd. 29 (1955) S. 461—465
- [3] Bauer, H.: Das neue Netzmodell der Siemens-Schuckertwerke. Elektrotechn. Z.-A. Bd. 76 (1955) S. 29—36
- [4] Krug, W.: Leitpaket-Streifenjoch und Ganztafel-Meßjoch zur Ermittlung der magnetischen Kenngrößen von Elektrolechen. Arch. f. Eisenhüttenwesen Bd. 27 (1956) Nr. 3, S. 193—200
- [5] Nüßlein, G.: Nanoampèremeter für Gleichstrom. Siemens-Z. Bd. 30 (1956) S. 114—115
- [6] Eberhard, R., Nüßlein, G., u. Rupp, H.: Ein neuartiges Prinzip stabiler Gleichstromverstärker. Arch. f. Elektrotechnik Bd. 35 (1941) S. 477—489 u. 533—549
- [7] Kalusche, H., u. Stigler, V.: Ein elektronischer Grenzwertmelder. Siemens-Z. Bd. 31 (1957) S. 516—518

(eingegangen am 2. Oktober 1957)

O. ANNA

Elektrische Integrationsverfahren

DK 621.372.5:517.3

Im folgenden soll eine kurze, nur die Grundzüge erfassende Übersicht über die wichtigsten elektrischen Integrationsverfahren, die in zweckgebundenen Analog-Rechengern Anwendung finden, gegeben werden.

Analog-Integratoren bilden aus beliebig veränderlichen Eingabewerten (etwa Spannungen) automatisch das Integral, grundsätzlich ein Zeitintegral, und geben stetig den jeweiligen Integrationswert ab, beispielsweise wieder als Spannung.

Nach der Riemannschen Definition kann das bestimmte Integral einer Funktion $f(x)$ als Grenzwert einer Summe in den Grenzen a, b betrachtet werden.

$$F \Big|_a^b = \int_a^b f(x) \cdot dx$$

Diese Betrachtungsweise ist zweckmäßig, da Analog-Integratoren nur bestimmte Integrale bilden können (das heißt, der Integrationsbereich muß bestimmt sein) und die meisten in der Praxis angewandten Integrationsverfahren auf den Elementen der Summenbildung basieren.

Die Bildung bestimmter Integrale über die Zeit kann auf verschiedene Weise mit relativ einfachen Mitteln durchgeführt werden. Soll nicht über die Zeit integriert werden, sondern über eine andere Veränderliche, so muß ein Zusammenhang dieser Größe mit der Zeit gegeben sein.

Mit Hilfe einer Koordinaten-Transformation läßt sich dann die Integration schließlich in eine Integration über Zeit überführen. Dem folgenden mathematischen Schema liegt die Annahme zugrunde, daß über einen Weg integriert werden soll.



Bild 1. Prinzipschaltung für die Integration mit einem RC-Glied

$$A = \int_0^{s_0} P(s) \cdot ds \quad \frac{ds}{dt} = c$$

$$P(s) = P_0 + s P_1 \quad ds = c \cdot dt \quad s = ct$$

$$A = C \cdot \int_0^{t_0 = s_0/c} P(t) \cdot dt \quad P(t) = P_0 + ct P_1$$

$$A = c \cdot \int_0^{t_0} (P_0 + ct P_1) \cdot dt$$

Dabei wird die Abszisse über einen vorgegebenen oder zu definierenden Zusammenhang transformiert, wobei selbstverständlich die Grenzen des Integrationsbereiches mittransformiert werden müssen.

Es sollen nun drei gebräuchliche Verfahren, mit denen eine Integration unter den jeweils anzuführenden Bedingungen durchgeführt werden kann, beschrieben werden.

1. Integration mit einem RC-Glied

Wenn man die Dimension des Produktes aus Widerstand und Kapazität betrachtet, so stellt man fest, daß es sich um eine Zeit handelt. Deswegen liegt der Gedanke nahe, hiermit eine Integration (oder Differentiation) durchzuführen. Es läßt sich jedoch zeigen, daß eine solche Operation im allgemeinen nur für periodische Funktionen und nur näherungsweise in einem gewissen, nach unten begrenzten Frequenzbereich durchgeführt werden kann.

Die Spannung $U_2 = f(U_1)$ ist nach der Spannungsteilerformel (Bild 1)

$$U_2 = \frac{U_1 \cdot \frac{1}{j\omega C}}{\frac{1}{j\omega C} + R} = \frac{U_1}{1 + j\omega RC}$$

Für $|\omega RC| \gg 1$ gilt

$$U_2 = -j \cdot \frac{1}{RC} \cdot \frac{1}{\omega} \cdot U_1$$

Setzt man $u_1 = U_1 e^{j(\omega t + \varphi)}$, so ergibt sich

$$u_2 = -j \cdot \frac{U_1}{RC} \cdot \frac{1}{\omega} \cdot e^{j(\omega t + \varphi)} \quad (1)$$

Integriert man u_1 über die Zeit, so erhält man

$$I = \int_0^t U_1 e^{j(\omega t + \varphi)} \cdot dt = \frac{U_1}{j\omega} \cdot e^{j(\omega t + \varphi)} = -j \cdot \frac{U_1}{\omega} \cdot e^{j(\omega t + \varphi)} \quad (2)$$

Man erkennt, daß sich die beiden Gl. (1) und Gl. (2) nur um den Faktor $1/RC$ unterscheiden, was ja nur eine Maßstabsfrage ist. Integrationen sind mit diesem Verfahren einfach und schnell durchzuführen. Es ist jedoch nur für Frequenzen ab etwa 10 Hz geeignet.

2. Motorische Integration

Die Verwendung des Integrationsmotors ist überall da angezeigt, wo eine Größe elektrischer oder nichtelektrischer Natur, die vorher in einen Spannungs- oder Stromwert umgeformt wurde, nicht nur angezeigt oder registriert, sondern auch über die Zeit integriert werden soll. Erscheint die umgeformte Größe als Spannung, so kann der Integrationsmotor unmittelbar oder über einen Spannungsteiler angeschlossen werden (Bild 2).

Von einem solchen Integrationsmotor muß verlangt werden, daß seine Drehzahl der angelegten Spannung genau proportional ist. Sein Innenwiderstand soll möglichst hoch sein. Dabei soll die Drehzahländerung

Bild 2 (unten). Prinzipschaltung für die Integration mit einem Integrationsmotor. Die zu integrierende Größe muß in eine Spannung umgeformt sein

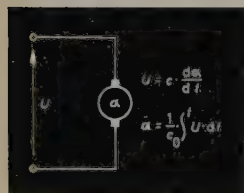


Bild 3. Integrationseinheit mit Potentiometerausgang für Schalttafeleinbau

möglichst trägheitslos einer Spannungsänderung folgen. Kleinstmotoren üblicher Bauweise mit Eisenanker sind hierfür ungeeignet. Daher wurde für diesen Zweck eine Integrationseinheit entwickelt, die die oben angeführten Forderungen weitgehend erfüllt.

Als besonderes Konstruktionsmerkmal sei der eisenlose, freitragend gewinkelte, glockenförmige Anker genannt. Den Strom führen ihm Golddrahtbürsten über einen dreiteiligen Edelmetallkollektor zu. Die Welle läuft in Steinlagern; sie trägt ein Ritzel, mit dessen Hilfe die Drehbewegung auf ein Getriebe übertragen werden kann. Die Zeitkonstante des Meßmotors ist mit 10 ms sehr klein.

In einer als komplettes Bauelement auf dem Markt befindlichen „Integrationseinheit“ (Bild 3) ist ein Integrationsmotor mit Unteretzungsgetriebe und einem Feindraht-Meßpotentiometer in der Weise vereint, daß die Drehbewegung α sofort als proportionale Potentiometereinstellung zur Verfügung steht. Es handelt sich also um einen Analog-Integrator. Die erreichbare Genauigkeit liegt bei 0,5 % für die gesamte Rechenoperation.

Die auf diesem Prinzip beruhende Integration beherrscht das Gebiet der Langzeitmessung, das heißt, es eignet sich für Integrationen über eine gewisse, nach unten begrenzte Zeit ($t > 1$ s). Nach oben ist die Zeit durch entsprechende Getriebestufen und sonstige Maßnahmen (Schrittschaltwerke) unbegrenzt.

3. Kapazität und Induktivität als Integrationselement

Kapazitäten und Induktivitäten sind geeignet zur Integration von einmalig und kurzzeitig verlaufenden Vorgängen. Die Schaltungen nach Bild 4 und Bild 5 sind dual; ebenso sind sie umkehrbar. Es lassen sich also auch Differentiationen auf diese Weise durchführen.

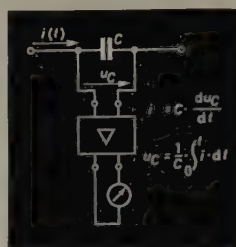
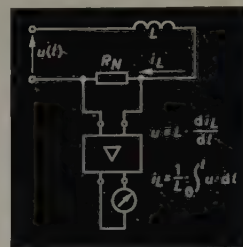


Bild 4 (links). Prinzipschaltung einer Kapazität als Integrationselement
Bild 5 (rechts). Prinzipschaltung einer Induktivität als Integrationselement



Zusammenfassend ist zu den verschiedenen Verfahren zu sagen, daß jedes seinen speziellen Anwendungsbereich hat, in dem es mit Nutzen anzuwenden ist.

Bei der Integration mit RC -Glieder ist im Zuge der Ableitung die Voraussetzung $1 \ll |\omega RC|$ gemacht worden. Das bedeutet, daß $\omega \gg 1/RC$ oder $f \gg 1/2\pi RC$ sein muß.

Da Kondensatoren und Widerstände der erforderlichen Qualität jedoch nur bis zu einer gewissen Größe erhältlich sind, beschränkt sich dieses Verfahren auf Frequenzen > 10 Hz. Die erreichbare Genauigkeit hängt davon ab, inwieweit die oben angeführte Voraussetzung erfüllt ist, das heißt, in welchem Abstand von der unteren Grenzfrequenz gemessen wird, und von der Konstanz des Proportionalitätsfaktors $1/RC$. Es wird jedoch in der Praxis diese Schaltung fast ausschließlich im Zusammenhang mit Oszillografen, die ja im allgemeinen nur eine qualitative Messung erlauben, gebraucht, so daß die Anforderung an Genauigkeit nicht allzu hoch ist.

Das Verfahren der Integration mit dem Integrationsmotor bildet den Anschluß an das RC -Verfahren in bezug auf Messungen über längere Zeiten. Es beherrscht damit das gesamte Gebiet der Elektromechanik.

(eingegangen am 16. Nov. 1957)



1958

**DEUTSCHE INDUSTRIE-MESSE
HANNOVER**

27. April - 6. Mai

HANNOVER - KONTAKTPLATZ IM WEST-OST-HANDEL!

Prospekte und Messeausweise durch die
zuständigen Industrie- und Handelskammern sowie Handwerkskammern

16-mm-Anlage für Fernsehaufzeichnung

DK 621.397.9:778.5.006.5

Die Fernsehaufzeichnung nimmt im Studiobetrieb von Jahr zu Jahr an Bedeutung zu, weil sie wesentlich mit dazu beitragen kann, die Kosten der Programmproduktion herabzusetzen und den Programmaustausch zu erleichtern. Von allen Speicherverfahren ist die fotografische Aufzeichnung heute noch am wichtigsten, weil alle Sendeanstalten über Filmabtaster verfügen. Die magnetische Bildaufzeichnung ist demgegenüber noch im Stadium der Entwicklung und wird voraussichtlich erst in einigen Jahren in Europa eine führende Rolle spielen. Die von Marconi entwickelte Filmaufzeichnungsanlage „BD. 679“ ist unter anderem deshalb besonders bemerkenswert, weil die Aufnahmekamera mit einem Schaltgetriebe extrem kurzer Schaltzeit für den Filmtransport ausgestattet ist.

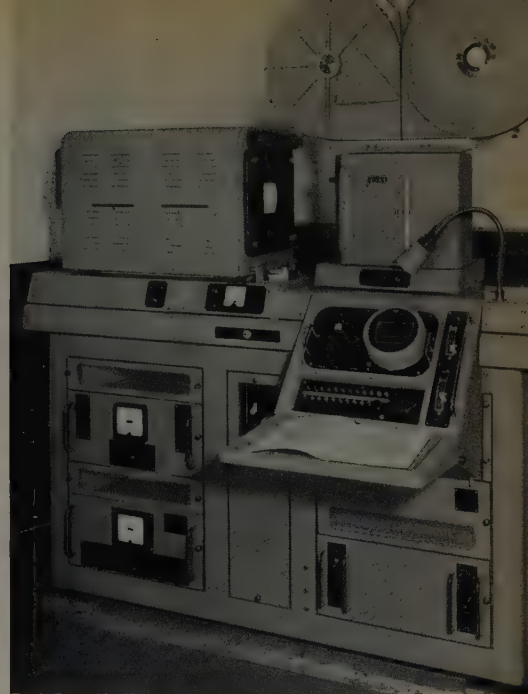


Bild 1. Gesamtansicht der 16-mm-Anlage für Fernsehaufzeichnung von Marconi

Bei der Aufnahme von Fernsehbildern mittels Filmkamera und intermittierendem Filmtransport tritt eine grundsätzliche Schwierigkeit dadurch auf, daß zum Weiterschalten des Films um eine Filmbildhöhe nur die Zeit zwischen zwei Fernsehbildern zur Verfügung steht, die je nach Fernsehnorm zwischen 0,83 und 2 ms liegen kann. Die kürzeste bis heute bei einem Seriengerät (Projektor von *Bell & Howell*) erreichte Schaltzeit ist 4 ms. Bei einer Kamera, an die sehr viel höhere Genauigkeitsanforderungen zu stellen sind, hat man bisher nur Schaltzeiten in der Größenordnung von etwa 10 ms erreicht. Es hat deshalb nicht an Versuchen gefehlt, diese Schwierigkeit durch Aufzeichnungsverfahren zu umgehen, bei denen der Film beispielsweise kontinuierlich durchläuft. Wenn es gelingt, einen Mechanismus für die eben genannten kurzen Schaltzeiten zu entwickeln, wäre eine grundsätzliche Schwierigkeit für die Verwendung von Film bei der Fernsehaufzeichnung behoben, und man hätte gleichzeitig eine Verbesserung der Aufzeichnungsqualität und einfachere Bedienung erreicht. Bis vor kurzem schienen die Aussichten, ein solches Film-Schaltgetriebe zu entwickeln, sehr gering zu sein. Die von Issom [1] im Auftrage der *RCA* durchgeführten Arbeiten brachten aber neue Erkenntnisse: das Getriebe mit zweistufiger Beschleunigung.

Wendet man das Prinzip der Beschleunigung in Stufen an, dann scheint die Lösung dieses Problems durchaus aussichtsreich zu sein. *Marconi* entschloß sich deshalb, die Entwicklung eines Schaltgetriebes in Angriff zu nehmen, das sowohl für 16-mm-Projektoren als auch für 16-mm-Kameras geeignet ist. Die Aufgabenstellung lautet also, ein Schaltgetriebe zu entwickeln, das den Film während der Austastlücke von 1,3 ms weiterschaltet. Selbst wenn es nur gelingt, Schaltzeiten von 2...3 ms zu erreichen, würde das für die Praxis schon genügen, da der Informationsverlust am oberen und unteren Bildrand in Kauf genommen werden kann.

Der schließlich gewählte Schaltmechanismus geht auf einen Vorschlag von A. Kingston [2] zurück, der auch das erste Modell für *Marconi* entwickelte. Dieses Schaltgetriebe erreicht die notwendige Beschleunigung in drei Stufen und arbeitet ohne Malteserkreuz, das bei der Konstruktion von Issom vielleicht das schwächste Glied war. Die endgültige Ausführung des Schaltgetriebes ist eine Gemeinschaftsentwicklung von *Rank Precision Industries Ltd.* und *Marconi* und wird in der Aufnahmekamera benutzt, die in der Gesamtansicht der Anlage (Bild 1) rechts oben zu sehen ist.

Aufbau

Die Gesamtanlage besteht aus Aufnahme-Monitor, geregelter Netzgerät, Hilfsnetzgerät, 16-mm-Kamera, Kamera-Antrieb und Kontrolltisch.

Der Aufnahme-Monitor (Bild 1, links) enthält unter anderem die Bildröhre und ist auf der Kameraplattform verschiebbar befestigt. Bildröhre und Kamera lassen sich deshalb ohne große Schwierigkeiten

abbauen. Die bewegliche Verbindung ermöglicht es, den Aufnahme-Monitor von der Kamera nach links wegzuziehen und zu drehen, so daß die Bildröhre leicht auszuwechseln ist. Um verschiedene Typen von Bildröhren verwenden zu können, ist der Monitor so konstruiert, daß sich Bildröhren von 5...10 1/2" Durchmesser einsetzen lassen. Um höchstmögliche Leuchtfleckschärfe zu erreichen, ist der Monitor ohne jegliches Eisen aufgebaut.

Wesentliche Voraussetzungen für die gute Bildqualität sind höchstmögliche und gleichmäßige Bildschärfe über die ganze Bildfläche. Um diese Forderung zu erfüllen, müssen die Magnetfelder der Bild- und der Zeilen-Ablenkspule möglichst gleichmäßig sein; man wählte deshalb die Form einer Toroid-Spule. Die Spule zum Wobbeln des Leuchtflecks ist eine Sattelspule mit nur einer Windung im Innern der Ablenkspule. Die Isolation ist sehr dick, um die Kapazität zwischen Wobbel- und Abtastspule kleinzuhalten. Die Fokussierspule ist als Luftspule ausgeführt, um das Feld der Ablenkspulen nicht durch Metall zu stören. Sie ist in einer Justiervorrichtung untergebracht, um das Justieren zu erleichtern, kann der normalerweise für die Fokussierung benutzte Gleichstrom abgeschaltet und durch Wechselstrom ersetzt werden. Bild- und Zeilen-Ablengeneratoren entsprechen im wesentlichen der bekannten Technik.

Um zu verhindern, daß sich die Bildröhrenspannung und damit auch Bildschärfe und Bildgröße mit dem Bildinhalt ändern, enthält das Gerät eine getrennte Hochspannungseinheit. Sie gibt eine stabilisierte Ausgangsspannung von $25 \text{ kV} \pm 0,5\%$ bei Strömen bis zu $400 \mu\text{A}$ ab. Es ist von Vorteil, die Hochspannungseinheit mit dem Monitor zusammenzubauen. Deshalb wählte man eine Form, die bei geringem Raumbedarf die höchste Spannung abgibt: einen Impulsgenerator (Stoßkreis), dessen Hochspannung führenden Teile unter Öl liegen. Die hohen Impulsspannungen wirken wegen des gedrängten Zusammenbaus auf die Bildröhre ein. Da man jedoch keinen durchschwingenden Oszillator für die Erzeugung der Wechselspannung benutzt, ist es möglich, die impulsförmigen Störspannungen mit der Zeilenfrequenz zu synchronisieren, so daß sie kaum störend in Erscheinung treten.

Bei dem ebenfalls stabilisierten Netzgerät für die Anodenspannung von 250 V ist der effektive $\left(L \cdot \frac{di}{dt}\right)$ -Abfall an der Anode der Ausgangsröhre zu groß, um die Schaltung mit Zeilenfrequenz arbeiten zu lassen. Eine ausreichende Ausgangsleistung läßt sich aber erreichen,

wenn man das $\frac{di}{dt}$ herabsetzt und auf einer Subharmonischen der Zeilenfrequenz arbeitet. Für Fernsehsysteme mit 405 Zeilen arbeitet man mit dem Teiler 3, für Systeme mit 625 Zeilen mit dem Teiler 5.

Der Aufnahme-Monitor ist für ein Videosignal von $1 \text{ V} \pm 6 \text{ dB}$ ausgelegt. Um verschiedene Typen von Bildröhren aussteuern zu können, benötigt man mindestens 100 V Ausgangsspannung, so daß der Ver-

stärkerzug mindestens 49 dB Verstärkung haben muß. Der Verstärker mit allen Entzerrer- und Korrekturstufen ist in den Videozug eingebaut, wodurch sich die Röhrenzahl erheblich verringert. Für die Frequenzgangkorrektur gelten nachstehende Werte:

- + 6 dB bei 3 MHz
- + 10 dB bei 5 MHz
- + 12 dB bei 7 MHz

und für den Frequenzgang der Ausgangsspannung (100 V) zur Aussteuerung der Bildröhre:

- ± 0,2 dB bei 7 MHz
- 1 dB bei 8 MHz
- 4 dB bei 9 MHz
- 10 dB bei 10 MHz

Aus zwei Gründen ist es notwendig, mit getrennter Zeilenaustastung für die Bildröhre zu arbeiten. Einmal könnte die Bildröhre bei zu hochliegendem Schwarzpegel arbeiten, so daß dann der Zeilenrücklauf sichtbar wird, zum anderen würde man bei der direkten Positivaufnahme auf dem Negativbild der Bildröhre die Zeilenrückläufe als helle weiße Linien sehen. Die Schaltung des hierfür bestimmten Austastengenerators (Ausgangsspannung 100 V) entspricht der konventionellen Technik. Der Wobbeloszillator für den Leuchtfleck arbeitet mit 25 MHz.

Das auf Rollen montierte geregelte Netzgerät (Bild 1, unten rechts) läßt sich für den Service leicht entfernen. Es liefert die stabilisierte Anodenspannung von 250 V.

Schaltgetriebe für den Filmtransport

Aus den bereits erwähnten Gründen war es notwendig, für die Filmkamera ein Schaltgetriebe mit besonders kurzer Schaltzeit zu entwickeln. Das Getriebe einschließlich des Greifermechanismus ist ölgekapelt und läßt sich schnell ausbauen. Es ist in zwei Ausführungen lieferbar: für 50-Hz-Betrieb mit 625- und 405-Zeilen-Abtastung sowie für 60-Hz-Betrieb mit 525-Zeilen-Abtastung.

Das schnelle Weiterschalten des Films wird mittels eines dreistufigen Beschleunigungsgetriebes erreicht (Bild 2). Der 96°-Nocken *E* steuert die Längsbewegung des Greiferrahmens *F*, der die mit Saphirspitzen versehenen Greiferspitzen *G* trägt. Die Nockenwelle wird über die formschlüssigen Hebelgetriebe *D* und *C* von dem Synchronmotor *A*

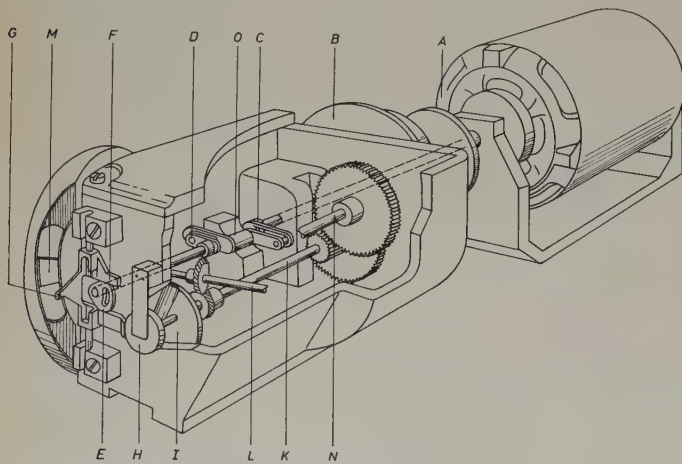


Bild 2. Schematische Darstellung des Getriebes für 1,33 ms Schaltzeit. A = Synchronmotor, B = Schwungrad, C und D = Hebelgetriebe, E = 96°-Nocken, F = Greiferrahmen, G = Greifer mit Saphirspitze, H = Schaltkupplung, I = Nockenscheibe, K = Nockenscheibenwelle, L = Welle für Zahnrollen, O = Zwischenwelle

bei 50 Hz mit 3000 U/min angetrieben. Da die Drehzahl für die Bildfrequenz (25 Hz) um den Faktor 2 zu hoch ist, ist das Schaltgetriebe als Leerlaufgetriebe ausgebildet, so daß der Greifer den Film nur bei jeder zweiten Umdrehung um die Höhe eines Filmbildes weiterschaltet. Zum Steuern der Querbewegung des Greifers dient die Schaltkupplung, die dem Greiferrahmen zusätzlich eine Drehbewegung erteilt und dadurch das Eingreifen der Greiferspitzen in die Perforationslöcher des Films steuert. Sie besteht aus der eigentlichen Kupplung *H* und der sie steuernden Nockenscheibe *I*, die über ein Zahnradgetriebe von der Hauptwelle angetrieben wird. Da der Nocken *E* mit der

doppelten Filmgeschwindigkeit rotiert, wird der effektive Zugwinkel im Verhältnis 2 : 1 auf 48° herabgesetzt; die Hebelgetriebe *D* und *C* — bestehend aus je einem in einem Schlitz gleitenden Stift — reduzieren den Winkel noch weiter. Die Stifte sind so angebracht, daß sie wechselseitig als Gegengewichte in bezug auf die Zwischenwelle *O* wirken. Die durch jedes Hebelgetriebe erreichte Beschleunigung hängt davon ab, wie weit die Welle *O* gegen die Hauptwelle versetzt ist. Es ist ein wesentlicher Vorteil dieser Konstruktion, daß sich die Zwischenwelle leicht justieren und die Schaltzeit der Kamera sich damit leicht verändern läßt. Ist jedes Hebelgetriebe auf 2 : 1 eingestellt, dann ist der Zugwinkel $48 : 4 = 12^\circ$, entsprechend 1,33 ms.

Wegen des Nachleuchtens des Bildschirms vieler Röhren würde während der Filmbewegung beim Weiterschalten eine Nachbelichtung stattfinden; die Folge wäre ein unscharfes Bild. Deshalb ist noch die zweiflügelige Blende *M* vorhanden, deren Welle über ein Getriebe mit 1500 U/min (25 Hz) läuft. Die Zackenrollen für den kontinuierlichen Filmtransport (Vor- und Nachwickelrollen) sind über ein Zahnradgetriebe mit der Welle *N* verbunden.

Um bei 60-Hz-Betrieb auf die für den Film genormte Bildfrequenz 24 Hz zu kommen, macht man von der 2-3-Folge Gebrauch, das heißt, der Film wird abwechselnd nach je zwei und drei Fernsehbildern weitergeschaltet, so daß zwei Filmbilder auf die Zeit von fünf Fernsehbildern entfallen. Die Blende muß dann nicht nur den Filmzug abdecken, sondern steuert zusätzlich auch die Belichtung des Films, indem sie jeweils ein Fernsehbild für die Belichtung freigibt. Sie ist dann vierflügelig und rotiert mit 720 U/min.

Der Prototyp der 50-Hz-Ausführung hatte 1,3 ms Schaltzeit. Damit war die äußerste Grenze erreicht. Verlängerte man die Schaltzeit auf 2 ms, dann war damit ein sehr großer Sicherheitsfaktor geschaffen, und man entschloß sich deshalb, die Lebensdauerversuche mit dieser Schaltzeit durchzuführen.

Während 3000 Versuchsstunden arbeitete das Schaltgetriebe mit einer gemessenen Schaltzeit von 2,1 ms, und während der ganzen Versuchszeit war keine Änderung feststellbar. Die Versuche wurden nach 3000 Stunden abgebrochen, da das Schaltgetriebe ganz offensichtlich ein Vielfaches dieser Zeit ausgehalten hätte. Die geschätzte zusätzliche Belastung durch den Film war nur etwa 10% der Gesamtbelastung des Getriebes. Deshalb war es nicht notwendig, das Getriebe während der ganzen Versuchszeit mit Film laufen zu lassen; man begnügte sich vielmehr damit, das Getriebe während der 3000 Versuchsstunden insgesamt 450 Stunden mit Film laufen zu lassen.

Die Ergebnisse waren sehr befriedigend. Filmschleifen (7' lang) mit einer Klebestelle liefen bei diesen Versuchen so lange durch, bis sie entweder an der Klebestelle oder an der Perforation rissen. Jede Schleife lief fünfmal in der Minute oder dreihundertmal in der Stunde durch das Filmfenster. Von den während der 450 Stunden untersuchten Schleifen hielt eine 10 Stunden (3000 Durchläufe), die kürzeste Zeit war 15 Minuten (75 Durchläufe); im Mittel ergaben sich $2\frac{1}{2}$ Stunden (750 Durchläufe). Die häufigsten Filmrisse traten dabei an den Klebestellen auf.

Abgesehen vom Schaltgetriebe, entspricht der übrige Aufbau der Kamera der allgemein üblichen Technik. Beträchtliche Entwicklungsarbeit wurde für die Konstruktion des Filmfensters aufgewendet, damit die Kamera mindestens eine Stunde ununterbrochen laufen kann, ohne daß sich schädliche Schichtabsetzung im Filmfenster bemerkbar macht. Die Magazine für 2400' Film sind bequem auswechselbar.

Es ist wichtig, die Kamera leicht und schnell in die richtige Phasenlage zum Fernsehbild bringen zu können. Zu diesem Zweck sind in der Nähe des Schwungrades *B* eine Spule und auf dem Schwungrad zwei spitz zulaufende Eisenstücke angebracht. Bei der Rotation ändern sie bei jedem Durchlauf durch das Feld der Spule den Fluß im magnetischen Kreis. Der dabei in der Spule entstehende Spannungsimpuls dient dann dazu, die Dunkelastung der Bildröhre über den Monitor zu steuern. Die Eisenstücke auf dem Schwungrad sind so angeordnet, daß der Durchgang des einen mit dem Beginn, der Durchgang des anderen mit dem Ende des Filmzugs zusammenfällt.

Die Art des Aufnahmematerials hängt von den jeweiligen Anforderungen ab. Die besten Resultate ergaben sich mit blauempfindlichem Feinkornfilm von 12/10...15/10 DIN. Panchromatische Filme bringen keine Vorteile, sondern nur zusätzliche Schwierigkeiten in der Dunkelkammer beim Laden der Kassetten.

Kamera-Antrieb und -Stromversorgung

Die Kamera wird von einem speziell für *Marconi von Croyden Ltd.* entwickelten zweipoligen polarisierten Synchronmotor von $\frac{1}{16}$ PS angetrieben. Würde man einen üblichen zweipoligen Synchronmotor benutzen, dann wäre es möglich, daß der Motor mit um 180° verschobener Phase, das heißt mitten zwischen zwei Fernsehbildern, in Tritt fällt.

Wenn es möglich ist, den Taktgeber mit der örtlichen Netzfrequenz zu koppeln, kann die Kamera aus dem örtlichen Lichtnetz gespeist werden. Die richtige Phasenlage wird dann durch Verdrehen des Stators von Hand eingestellt. Da diese Betriebsart aber Nachteile hat und auch nicht immer durchführbar ist, war es notwendig, ein Verfahren zu finden, das es erlaubt, die Kamera fest mit den Bildimpulsen zu koppeln. Zwei Wege sind möglich: 1) Erzeugung der Antriebsspannung aus den ankommenden Impulsen, 2) Gleichlaufsteuerung durch Vergleich der ankommenden Bildimpulse mit vom Motor gelieferten Impulsen. Da bei dem zweiten Verfahren der Synchronismus verloren gehen kann, arbeitet die Anlage „BD. 679“ nach der ersten Methode.

Das Chassis für die Stromversorgung der Kamera hat die gleiche Größe wie das Chassis für die stabilisierte Stromversorgung. Der Stromversorgungsteil besteht aus drei Gruppen: dem Steuerteil, dem die Fernseh-Bildimpulse zugeführt werden, dem elektronischen Wechselrichter, der den Kamerastrom liefert, und dem Stromversorgungsteil für den Wechselrichter. Der Zerkhackerteil enthält zwei Edelgas-Thyatron; ein Thyatron desselben Typs arbeitet als Einweggleichrichter im Stromversorgungsteil des Zerkhackers. Da ein einmal gezündetes Thyatron nur durch Herabsetzen der Anodenspannung gelöscht werden kann, ist eine Schutzschaltung für den Fall eingebaut, daß beide Thyatrons gleichzeitig zünden. In diesem Fall zieht ein Relais an und schaltet die Anodenspannung kurzzeitig ab. Tritt ein Dauerfehler auf, dann schaltet ein zweites Relais die Stromversorgung völlig ab, und sie kann dann nur von Hand wieder eingeschaltet werden.

Beim Anlauf nimmt der Synchronmotor das 4-...5fache des normalen Betriebsstromes auf. Wegen des dadurch bedingten Rückgangs der

Ausgangsspannung könnte es vorkommen, daß der Motor nicht in Gleichlauf fällt. Deshalb führt man einen Teil des Ausgangsstromes über einen Stromwandler und einen Gleichrichter einem weiteren Relais zu, das bei Überschreiten eines bestimmten Ausgangsstromes anzieht und die Anodenspannung des elektronischen Zerkhackers her-

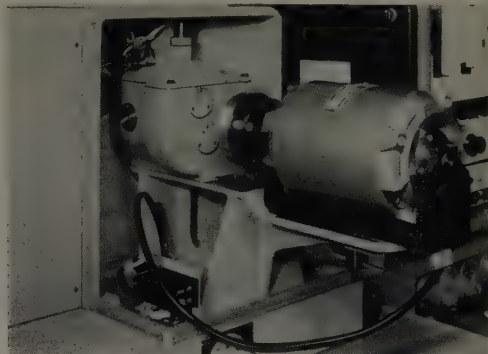


Bild 3. Schaltgetriebe mit Antriebsmotor und Schwungrad auf der Rückseite der Kamera

aufsetzt. Dieser Betriebszustand wird gleichzeitig dem Kameramann durch ein Blinksignal an der Kamera angezeigt.

Filmaufzeichnungsanlagen dieser Art sind in Deutschland (*Bayerischer Rundfunk*), Australien und England in Betrieb und haben sich dort bestens bewährt. Ohne Zweifel arbeitet das in der Kamera benutzte Schaltgetriebe bei einer Schaltzeit von 2 ms auch über lange Zeiträume außerordentlich zuverlässig; es scheint möglich, diese Schaltzeit noch herabzusetzen.

Schrifttum

- [1] Issom, Warren R.: Fast-cycling intermitted for 16-mm-film. J. SMPTE Bd. 62 (1954) Nr. 1, S. 55-63
- [2] British Patent Application No. 30543/54

Reisebericht von
P. Neidhardt, Berlin

Eindrücke vom Fernsehen in England

DK 621.397.5 (420)

Auf Einladung der *British Broadcasting Corporation* unternahm der Autor des nachfolgenden Beitrages Ende 1957 eine Reise nach England, um sich dort mit dem Stand der englischen Fernsehtechnik und mit den bisherigen Ergebnissen der Farbfernsehversuche bekanntzumachen.

Wenn man als Deutscher nach England reist, um dort Eindrücke vom Fernsehen zu gewinnen, dann hat man auf dem Hinflug eine vorgefaßte Meinung. Man ist der Überzeugung, daß die Qualität der englischen Fernsehbilder derjenigen der deutschen Übertragungen unbedingt unterlegen sein müsse, da ja die englische Norm nur mit 405 Zeilen arbeitet. Auf dem Rückflug ist man dann recht nachdenklich geworden, denn man hat seine Meinung inzwischen revidieren können.

Die verbreitetste Meinung unter den Fernseh-Fachleuten des europäischen Kontinents ist die, daß die 625-Zeilen-Norm nach Prüfung der amerikanischen 525-Zeilen-Norm und der englischen mit 405 Zeilen seinerzeit deswegen gewählt wurde, weil sie sich als überlegen zeigte. Eine Unterhaltung mit englischen Kollegen zeigt, daß diese Meinung dort nicht geteilt wird. Man behauptet nicht, daß das 405-Zeilen-System besser sei als das 625-Zeilen-Verfahren, aber man bestreitet, daß unser 625-Zeilen-Fernsehen die beste Ausnutzung des damit verbundenen 5-MHz-Videoakanals darstellt; und wenn man das Fernsehen in England gesehen hat, glaubt man auch, daß die englische Ansicht einiges für sich hat. Das Fernsehen ist in England in seiner technischen Entwicklung mit dem Namen der *British Broadcasting Corporation (BBC)* eng verknüpft. Das große, graue Eckhaus in der Regent Street ist viel zu klein geworden, und so befinden sich Räume des Designs Department (der Entwicklungs-Abteilung) in einer Nebenstraße. Der Chefingenieur der *BBC*, Mr. R. T. B. Wynn, ein freundlicher, älterer, pfeiferauchender Herr, im privaten Hobby Gartenliebhaber, kann sehr interessant über die ersten Anfänge

des Fernsehens in England berichten, das im Alexandra-Palast 1936 seinen Start hatte. Er berichtet aber nicht nur über technische Dinge, sondern kritisiert auch die gemachten organisatorischen Fehler: „Wir in der *BBC* hatten bis etwa 1954 vergessen, zu berücksichtigen, daß es zunächst mit dem Fernsehen wie mit einer neu aufgestellten Pumpe ist. Man muß die Pumpe genügend angießen, bevor sie Wasser gibt. Später, als wir für die Programmgestaltung und die Technik mehr taten, begann auch das englische Fernsehen einen erstaunlichen Aufschwung zu nehmen. Die Teilnehmerzahlen steigen jetzt rapid!“

Einer der bedeutendsten Mitarbeiter von Mr. Wynn ist Mr. A. R. A. Rendall, selbst ein alter Übertragungsfachmann und bei der *BBC* Bereichsdirektor Technik. Dr. Rendall promovierte 1934 über Eigenschaften von Kabelverbindungen für trägerfrequente Übertragung von Nachrichten und deren Einschwingverhalten. Unter seiner Leitung entstand etwa 1951 in einer Zusammenarbeit zwischen der *BBC* und der *Post Office Research Station*, vertreten durch die Herren N. W. Lewis, Ph. D. (Eng.) und W. E. Thomson, M. A., einer Organisation, die etwa dem Fernmeldetechnischen Zentralamt entspricht, ein interessantes Verfahren zur schnellen betriebsmäßigen Untersuchung von Fernseh-Zubringerstrecken.

Der Grundgedanke dieses Prüfverfahrens [1,2,3,4], das von der Firma *Pye Ltd.* gerätemäßig realisiert wird, ist die Verwendung dreier Standard-Wellenformen zur Prüfung der Verzerrungen auf der Fernseh-Zubringerstrecke. Es lassen sich nämlich die Wirkungen von Phasen- und Frequenzverzerrungen [5] nicht ohne weiteres aus Messungen der Übertragungskennlinie im eingeschwungenen Zustand übersehen, und so entstand die Meßmethode, deren drei Signalformen im Bild 1 dargestellt sind. Sie berücksichtigt, daß es zweckmäßig ist, drei Arten von Fernseh-Übertragungsverzerrungen nach der zeitlichen Dauer zu unterscheiden, während

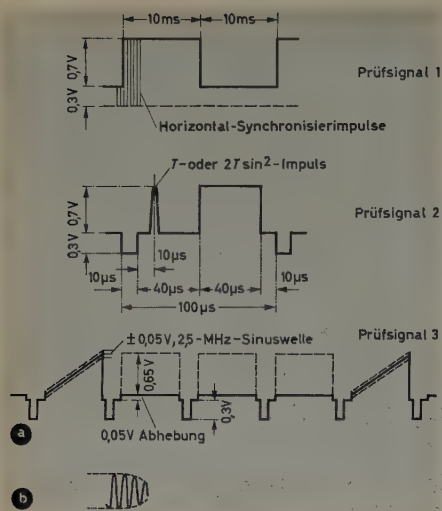


Bild 1. Die drei Prüfungssignale des gemeinsamen von der britischen Post Office Research Station und der British Broadcasting Corporation entwickelten Verfahrens zur Untersuchung von Fernseh-Zubringerstrecken

der sie auftreten: Solche, die während einer Rasterperiode (20 ms) vorhanden sind; solche, die der Zeilendauer entsprechen (in England bei 405 Zeilen 100 µs), und jene, die bei plötzlichen Helligkeitssprüngen in ihrer Wirkung von der Video-Bandbreite abhängig sind. Man erkennt an Bild 1, daß ein Signal von Rechteckform mit 50 Hz Wiederholungsfrequenz benutzt wird, dann ein weiteres mit 10000 Hz und ein \sin^2 -Impuls mit der Zeitdauer T bis zum Erreichen der halben Amplitude von $\frac{1}{6}$ oder $\frac{1}{3}$ µs. Die beiden letzten Signale hat man in einem zweiteiligen Prüfungssignal zusammengefaßt. Die Verwendung des \sin^2 -Impulses hat ihren Grund darin, daß das Amplitudenspektrum eines solchen Impulses bereits einen Abfall von 6 dB bei der Grenzfrequenz des Videokanals (in England

3 MHz) hat, wenn $T = \frac{1}{2f_{\max}}$. Die Amplitude des \sin^2 -Impulses ist bei

f_{\max} völlig vernachlässigbar, wenn die Impulsdauer $2T$ ist.

Das Verschwinden der spektralen Amplitude oberhalb der Grenzfrequenz ist wichtig, weil, wenn der Testimpuls außerhalb des Videokanals noch erhebliche Energieanteile enthält, ein großer Teil seiner Verzerrungen dann seine Ursache in Erscheinungen außerhalb der für das Fernsehen festgelegten Bandbreite hat. Das würde zu Fehlern in der Beurteilung der Eigenschaften der Fernseh-Zubringerstrecken führen.

Man hat nun die an diesen Testimpulsen merkbaren Verformungen zu den subjektiven Bildverzerrungen in Beziehung gesetzt. Das Ergebnis zeigt Bild 2. Die Engländer haben einen Verzerrungsfaktor k definiert, der die Abweichung eines Impulses vom Normalwert infolge der auftretenden Verzerrungen angibt. Als maximal zulässiger Wert von k für eine Fernsehkette wurde 0,05 festgelegt, ein Wert, der in Einzelfällen bis auf 0,01 herabgesetzt werden kann. Die beiden ersten Testsignale mit Rechteckform dienen zur Ermittlung der linearen und das \sin^2 -Signal zur Festlegung der nichtlinearen Verzerrungen. Zu diesem Zweck ist im Bild 2c eine Maske dargestellt, die angibt, in welchen Grenzen sich die Verformung des \sin^2 -Nadelimpulses halten darf. Grundsätzlich sollen auch die Rechteckimpulse innerhalb der angedeuteten positiven und negativen Toleranzen liegen.

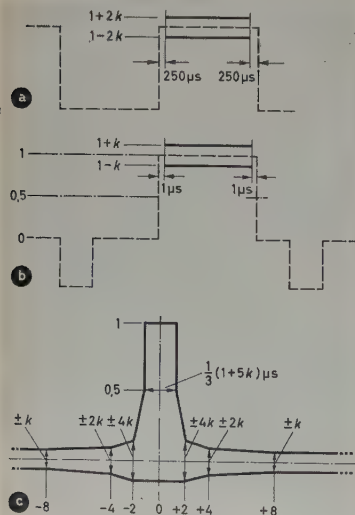


Bild 2. Toleranzschemen für den Empfang der Prüfungssignale nach Bild 1

Bild 4. Blick in das Farbfernseh-Versuchsstudio im Alexandra-Palast in London mit zwei Marconi-Farbkameras

Verzerrungen hochfrequenten Ursprungs werden als Verformung des \sin^2 -Impulses dadurch ermittelt, daß man ihn auf der Empfangsseite maßstäblich so abbildet, daß er im Maskenschema des Bildes 2 bestimmte Punkte berührt. Dann gelten die durch den Linienzug der Maske im Bild 2c angedeuteten zulässigen Verzerrungsgrenzen.

Die BBC besitzt in London im Augenblick in Shepherds Bush die Lime-Grove-Fernsehstudios und in Hammersmith die Riverside-Studios. Im Bau befinden sich die in der Nähe von Lime-Grove gelegenen Studios von White City (Bild 3). Nachdem der Alexandra-Palast als erste Stätte des Londoner Fernsehbetriebes lange außer Betrieb war, entschloß man sich,

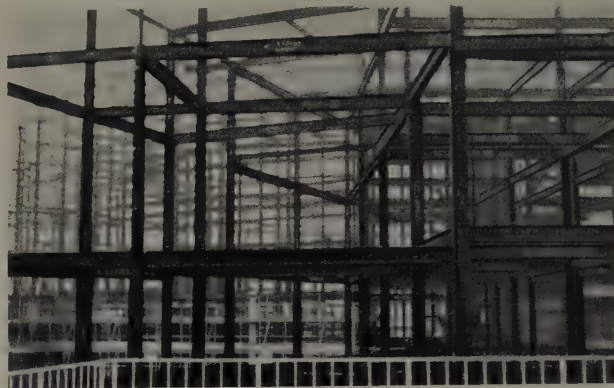
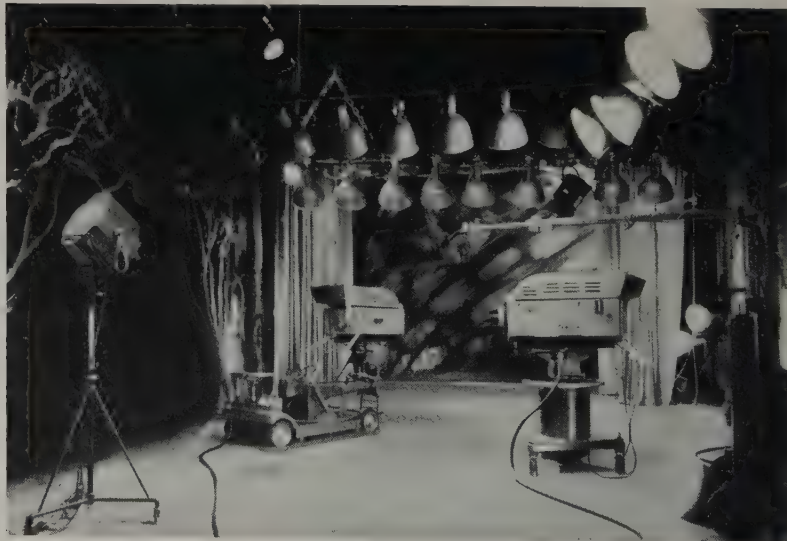
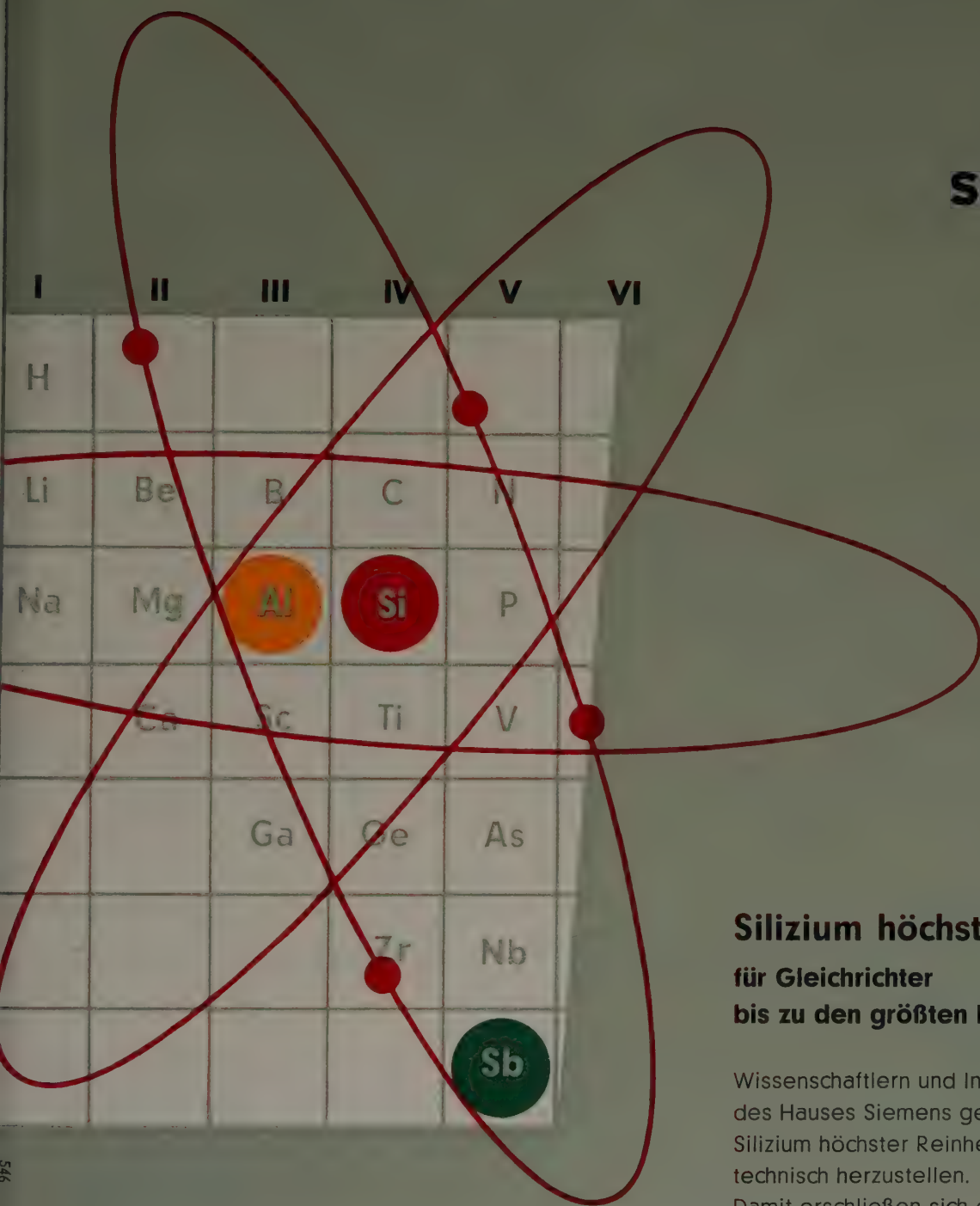


Bild 3. Augenblicklicher Bauzustand der neuesten Londoner Fernsehstudios von White City, die auch für den regelmäßigen Farbfernsehprogramm-Betrieb dienen werden. Das Interessante an dieser Anlage ist die kreisförmige Anlage, bei der die Studios zwischen Ring-„Straßen“ liegen. Im Bau 7 Studios mit 1000 qm, 3 x 744 qm und 3 x 323 qm. Inbetriebnahme 1960

die in ihm zur Verfügung stehenden Räume dem Farbfernseh-Versuchsbetrieb zu übergeben. Einen Blick in das Farbfernseh-Versuchsstudio im Alexandra-Palast zeigt Bild 4. Die gesamte Ausrüstung stammt von der Firma Marconi Wireless Telegraph Company in Chelmsford. Die Farbfernsehkamera entspricht im Aufbau der amerikanischen RCA-Farbenkamera. So besteht der optische Weg zunächst aus einem 4-Positions-Revolver mit vier Objektiven. Jedem Objektiv ist eine besondere Linse zugeordnet, die das Licht, das die Bildebene vom Objektiv her erreicht, in ein Kondensorsystem einspeist. Dieses Kondensorsystem überträgt das primäre Bild aus seiner fokalen Ebene in der dem Objektiv zugeordneten Linse auf die Photokathoden der drei Superorthikons über ein dichroisches Spiegelsystem. Dieses teilt das Licht entsprechend der erforderlichen Spektralverteilung in seine rote, grüne und blaue Komponente auf. Zwischen den beiden Teilen des Kondensorsystems befindet sich die ferngesteuerte Blendenanordnung. Die Kamera enthält drei Vorverstärker, die horizontalen und vertikalen Ablenkkreise für die Superorthikons und das Hochspannungs-Netzgerät. Vier Gebläse sorgen für die notwendige Kühlung. Auf dem Kameragehäuse befindet sich eine 7"-Bildsucherröhre (18 cm Diagonale), die in Schwarz-Weiß-Wiedergabe den roten, grünen und blauen Kanal einzeln oder in beliebiger Kombination zu beobachten gestattet.

Es ist für uns Deutsche sehr bemerkenswert festzustellen, daß die Engländer in der Farbfernseh-Versuchsanlage des Alexandra-Palastes in





Silizium höchster Reinheit für Gleichrichter bis zu den größten Leistungen

Wissenschaftlern und Ingenieuren des Hauses Siemens gelang es, Silizium höchster Reinheit technisch herzustellen. Damit erschließen sich der Gleichrichtertechnik völlig neue Wege. Schon die Betriebsdaten der von uns entwickelten Siliziumzellen, der Bausteine für Anlagen und Geräte, zeigen diesen großen Fortschritt.



Zulässige Spitzen-Sperrspannung im Betrieb 600 V, Stromdichte (Effektivwert) etwa 200 A/cm²
Wirkungsgrad bis 99,6%, zulässige Umgebungstemperatur bei Nennleistung 50°C

London absolut durchentwickelte und durchkonstruierte Geräte verwenden, denen keineswegs mehr der Charakter von Labormustern anhaftet. So konnte man bei einem Besuch während der Sendung außer technisch ausgereiften Bedienungspulten für je einen Farbfernsehsender auch Farbfernseh-Kontrollempfänger und Farbfilm-Abtastgeräte im Betrieb beobachten, also vollständige Studioanlagen.

Das Farbfernsehen erfordert eine eigene Meßtechnik, für die von *Marconi* ein „Vektorskop“ entwickelt und herausgebracht wurde. Es handelt sich hierbei um ein auf der Studioseite benötigtes Gerät zur Darstellung des Chrominanzsignals in Vektorform. Farbton und Farbsättigung sind durch Phase beziehungsweise Amplitude des Farbträgers festgelegt. Auf einer 5"-Oszillografenröhre mit Polardarstellung wird der im Zusammenhang mit einem Farbstreifengenerator erzeugte Farbvektor dargestellt und beobachtet, ob er innerhalb der durch eine durchsichtige Maske angegebenen zulässigen Grenzen liegt. Die mit dem Vektorskop erreichbare Meßgenauigkeit ist $\pm 2^\circ$ in der Amplitude und $\pm 2^\circ$ in der Phase.

Die englischen Farbfernseh-Versuchssendungen werden über den Sender ausgestrahlt, der an der Stelle des 1936 abgebrannten Kristall-Palastes steht. Ein etwa 200 m hoher Antennenmast trägt drei Antennenanlagen — für Band I, über das mit Vertikalpolarisation der normale Londoner Fernsehbetrieb läuft, und für Band III und Band V, die für Versuche benutzt werden. Insbesondere strahlt man das Farbfernseh-Versuchsprogramm nicht nur in den Sendepausen des Schwarz-Weiß-Programms über Band I aus, sondern auch über 654 MHz, um zu ermitteln, wie sich diese Frequenz wegen ihrer besonderen Ausbreitungsverhältnisse für einen eventuellen Farbenbetrieb eignet.

Die englischen Erfahrungen besagen, daß man Empfangsfeldstärken von 0,25 mV/m als das Minimum ansehen müsse, oberhalb dessen schwundfreier Empfang gewährleistet ist. Man hat daher die seit 1936 mit 17 kW beziehungsweise 3 kW in London arbeitenden Bild- und Tonsender für Band I auf 250 kW effektive Strahlungsleistung verstärkt (50 kW beziehungsweise 12 kW Sendeleistung ohne Berücksichtigung des Antennengewinns).

Als Zubringerstrecke dienen acht Parabolantennen für das Band 4400... 4800 MHz, die alle 33 dB Antennengewinn haben und für Reportagezwecke innerhalb eines Winkels von 180° mit $\pm 1^\circ$ Genauigkeit eingestellt werden können. Dies geschieht mittels Fernsteuerung vom Sendergebäude Kristall-Palast aus.

Bezüglich der Kameraausrüstung ist zu erwähnen, daß in einem Studio, das zu den größten von Lime-Grove gehört, mit Superorthikon-Anlagen der Firma *Marconi* gearbeitet wird, während im Ansagestudio zwei Kameras vom Photicon-Typ (Photicon ist ein Superikonoskop mit Potentialausgleich von der Firma *Pye*) benutzt werden. In zwei Studios wird das sogenannte C.P.S.-Emitron der Firma *E.M.I.* verwendet.

Die Betriebseigenschaften der C.P.S.-Emitron-Kameraröhre lassen sich folgendermaßen charakterisieren:

Zunächst entspricht der Signalpegel während der Rücklaufzeiten dem absoluten „Schwarz“ im Bild, was von großer Bedeutung ist, weil man den Schwarzwert mit großer Genauigkeit unabhängig vom Bildinhalt auswerten kann. Der Effektivwert des äquivalenten Störschwankungsstroms am Verstärkereingang ist bei 3 MHz Bandbreite für das C. P. S.-Emitron ungefähr 10^{-9} A. Um 40 dB Störabstand erreichen zu können, braucht man also etwa einen Signalstrom von 0,1 μ A. Mit einem Objektiv der relativen Öffnung 1:2 erzeugt man eine weiße Stelle im Bildfeld entsprechend einem Signalstrom von 0,1 μ A, wenn die effektive Empfindlichkeit des Mosaiks 20 μ A/Lumen und die Beleuchtung der Szene 60 Lux beträgt. Das wahrscheinlich beste Kennzeichen der Fernsehbilder, die mit dem C.P.S.-Emitron übertragen werden, ist das Fehlen von Störsignalen, und das ist auch der Hauptgrund für die fotografische Qualität der C.P.S.-Emitron-Bilder und entspricht der Tatsache, daß das an irgendeiner Stelle des Bildes erzeugte Signal nur eine Funktion des Lichtflusses im Bild an dieser Stelle ist. Das Signal hängt nicht von Effekten ab, die von dem auf andere Stellen des Bildes fallenden Licht ausgelöst werden.

Man könnte auf Grund dieser bisher geschilderten Reiseeindrücke der Meinung sein, daß sich in der Industrie (*Marconi, English Electric Valve Co., E.M.I., Pye, General Electric Co., Sylvania Thorn, High Definition Film Ltd., 20th Century Electronics*) weniger interessante Fernseh-Entwicklungen finden lassen. Das wäre jedoch falsch. Die Zusammenarbeit zwischen BBC und Post einerseits und den Industriefirmen andererseits ist vorbildlich. Zum größten Teil sind diese Firmen die Hersteller der Geräte und Anlagen, mit denen die BBC arbeitet; es ist also auch die Arbeit der englischen Fernseh-Industrie, die an dem Zustandekommen des sehr vorteilhaften Eindruckes vom englischen Fernsehen beteiligt ist.

Schrifttum

- [1] Lewis, N. W.: Waveform computations by the time-series method. Proc. Institn. electr. Eng. Bd. 99 part III (1952) Nr. 61, S. 294—306
- [2] Lewis, N. W.: Waveform response of television links. Proc. Institn. electr. Eng. Bd. 101 part III (1954) Nr. 72, S. 258—270
- [3] Thomson, W. E.: A theory of time series for waveform-transmission systems. Monograph Institn. electr. Eng. Nr. 53 (15. Oktober 1952) S. 1—13
- [4] Redall, A. R. A.: Waveform testing methods for television links. Electronic & Radio Eng. Bd. 34 (1957) S. 451—453
- [5] Neidhardt, P.: Zum Thema Dämpfungs- und Phasenverzerrungen in Fernsehbildern. Nachrichtentechn. Bd. 4 (1954) S. 112—114

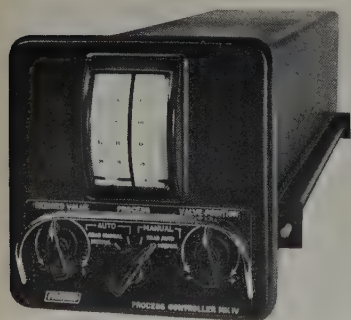


Bild 1. PID-Regler „Mark IV“ (Evershed & Vignoles Ltd.) mit Umschalter (unten Mitte) für Automatik- und Handbetrieb

Der elektronische PID-Regler „Mark IV“

DK 621.-523.8

1. Aufbau

Der „Mark IV“ ist zum Einbau in senkrecht oder bis zu 45° geneigte Schalttafeln geeignet. Das Gehäuse (Breite 152 mm, Einbautiefe 508 mm, Höhe 152 mm, Gewicht 11 kg) ist staubdicht und gegen Gase abgedichtet. Obwohl der Regler im allgemeinen keiner Wartung bedarf, sind alle Teile leicht und auch während des Betriebs zugänglich aufgebaut (Bild 2). Die Platine mit gedruckter Schaltung (Bild 3) ist über Steckverbindungen leicht auswechselbar. Alle Röhren sind Langlebensdaueröhren desselben Typs, die in der benutzten Schaltung nur als veränderbare Widerstände arbeiten, so daß Änderungen der Röhrendaten infolge Alterung usw. ohne Einfluß auf die Arbeitsweise des Reglers sind.

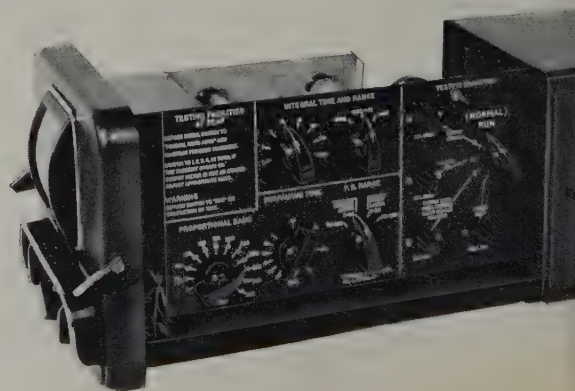
2. Arbeitsweise

Der Meßwertwandler 1 (Bild 4), zum Beispiel ein elektronischer *Evershed*-Transmitter, setzt die gemessene physikalische Größe in einen ihr proportionalen Gleichstrom um. Die im Feld eines Dauermagneten beweg-

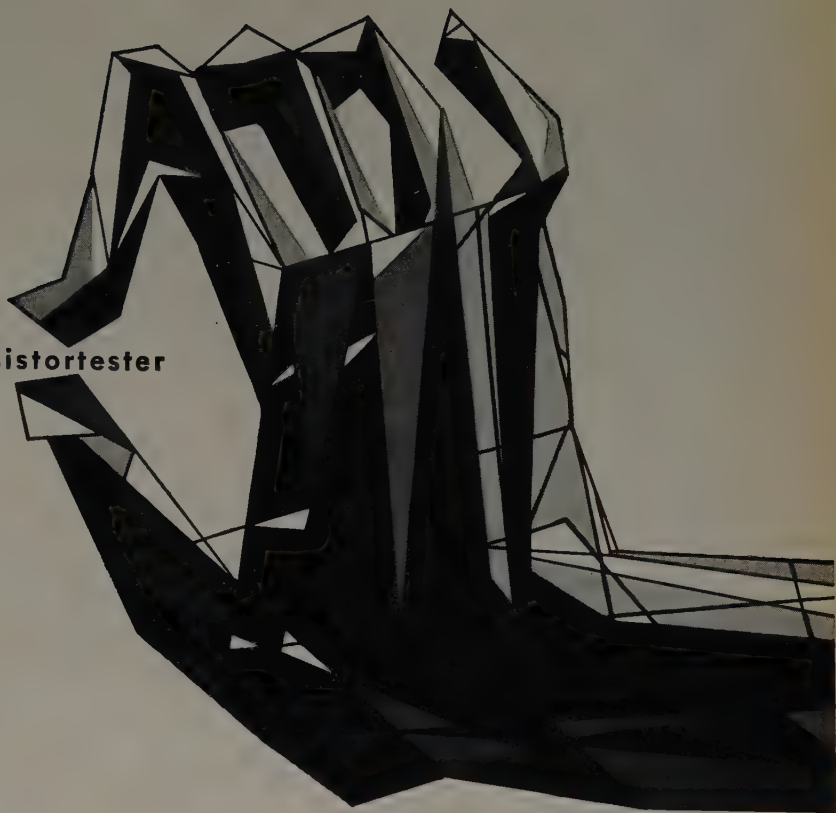
Bei vielen PID-Reglern ist der D-Anteil oftmals wegen der wechselseitigen Abhängigkeit zwischen D- und I-Anteil nicht frei wählbar. Es ist ein besonderes Kennzeichen des Reglers „Mark IV“ von *Evershed & Vignoles Ltd.* (Bild 1), daß bei ihm die P-, I- und D-Anteile innerhalb weiter Grenzen voneinander unabhängig sind. Man kann deshalb mit einem relativ großen D-Anteil arbeiten, was sich günstig auf die Stabilität des Regelsystems auswirkt. Der Regler arbeitet mit allen Meßwertwandlern zusammen, die einen der zu messenden physikalischen Größe proportionalen Gleichstrom (0...15 mA) abgeben.

Der Istwert wird mit dem von Hand eingestellten Sollwert in einer rein elektronischen Schaltung verglichen und daraus ein Ausgangssignal (0...15 mA) mit voneinander unabhängigen P-, I- und D-Anteilen abgeleitet, das dazu dienen kann, elektromechanische, elektrohydraulische oder elektropneumatische Regel- oder Stellglieder zu betätigen. Umschaltung von automatischer Regelung auf Handregelung ist ohne Störung des Regelprozesses möglich. An den an der Frontplatte angebrachten Instrumenten sind Istwert, Sollwert und Ausgangsstrom des Reglers ablesbar. Für den Anschluß zusätzlicher Instrumente oder Schreiber sind Anschlußklemmen vorhanden, ebenso ist der Einbau eines Alarmrelais für optische oder akustische Signalgabe möglich.

Bild 2. Blick auf die seitlich angebrachten Regler für P-, I- und D-Anteile



Transistor-Tester und Leistungs-Transistortester



Transistor-Tester

für PNP und NPN Flächentransistoren

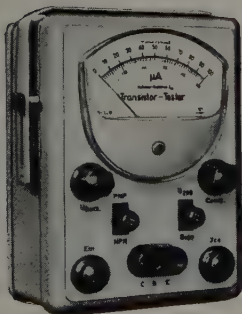
mit ca. 100 mW Collectorverlustleistung

Prüfung von Stromverstärkung Beta: 0... 100fach
und 0... 200fach

Collectorreststrom I'_{co} 0... 1000 μA

Gerät für Batteriebetrieb,

eingebaute Taschenlampenbatterie 4,5 V



Leistungs-Transistor-Tester

für Leistungstransistoren

mit ca. 1... 15 W Collectorverlustleistung

Prüfung von Stromverstärkung Beta: 0... 100fach
0... 200fach

Collectorreststrom I'_{co} 0... 20 mA

Gerät für Netzanschluß 220 V~

Bitte, fordern Sie unsere Prospekte an.


GOSSSEN

P. Gossen & Co · GmbH · Erlangen

Technische Messe Hannover, Halle 10, Stand 359.

Instruments, Electronics & Automation Exhibition, Olympia London, Stand 522, Fa. Aveley Electric Ltd.

liche und beispielsweise mit der Membrane eines Druckwandlers verbundene Spule Sp wird vom Anodenstrom der Röhre $Rö 1$ durchflossen. Mit ihr verbunden ist ein Umschaltkontakt, der je nach Stellung der Tauchspule (und damit des Meßwertwandlers) an das Gitter von $Rö 1$ eine positive oder negative Spannung legt. Es findet dadurch laufend ein automatischer Vergleich der von der Tauchspule und vom Meßwerk abgegebenen Kräfte statt, die gegeneinander kompensiert werden, so daß die Spule immer in einer genau definierten Stellung verharrt.

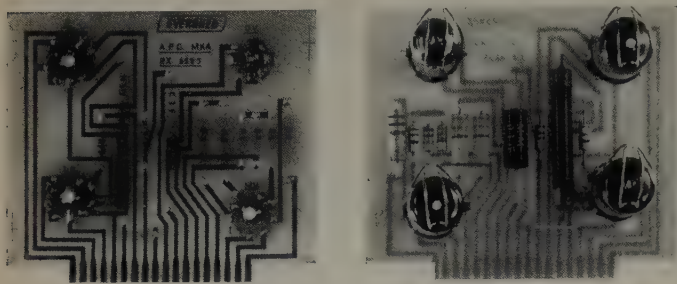


Bild 3. Die steckbare Platine mit gedruckter Schaltung gestattet schnelle Prüfung und einfachen Ausbau

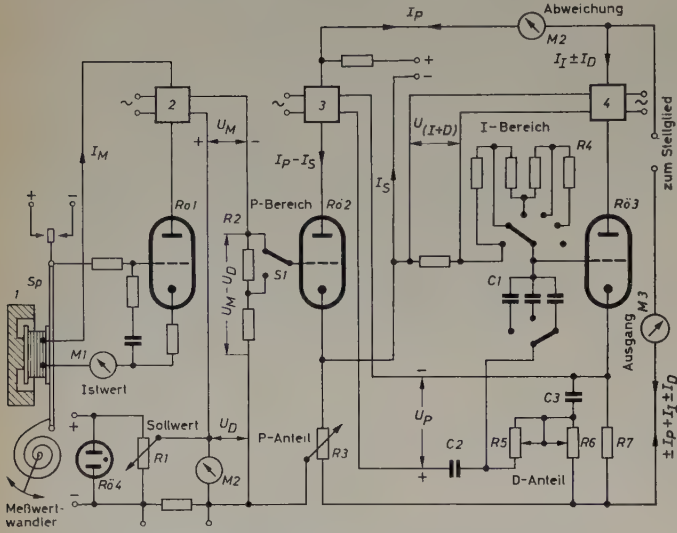


Bild 4. Prinzipschaltung des elektronischen PID-Reglers

2.1 P-Anteil

Das im Katodenkreis von $Rö 1$ liegende Meßinstrument $M 1$ zeigt den Istwert an. Der im Anodenkreis liegende „R-W“-Koppler 2 wandelt den durch ihn und $Rö 1$ fließenden schwachen Anodenstrom in eine diesem streng proportionale Gleichspannung U_M (0...130 V) um. Die den Sollwert darstellende und mit $Rö 4$ stabilisierte Spannung U_D (0...130 V) wird am Regelwiderstand $R 1$ abgegriffen und am Instrument $M 2$ angezeigt. Am Widerstand $R 2$ sind die Spannungen U_M und U_D gegeneinandergeschaltet, so daß die an den Enden dieses Widerstandes auftretende Spannung, die den P-Anteil darstellt, nach Richtung und Größe der Differenz zwischen U_M und U_D entspricht und über den Umschalter $S 1$ (2 P-Bereiche: 5...65% und 70...325%) dem Gitter der Röhre $Rö 2$ als Steuerspannung zugeführt wird.

Von der Speisespannung für $Rö 2$ wird ein Strom I_S abgezweigt, der nach Richtung und Größe dem durch $Rö 2$ fließenden Strom I_P entgegengesetzt gleich ist, wenn das Fehlersignal am Gitter von $Rö 2$ Null ist. Für diesen Fall ($U_M = U_D$) tritt an $R 3$ kein Spannungsabfall auf. Jede Abweichung des Istwertes vom Sollwert ($U_M \neq U_D$) ändert den durch $Rö 2$ fließenden Strom, so daß an $R 3$ ein Spannungsabfall auftritt. Durch Einstellen des Schleifers an $R 3$ läßt sich die Stromänderung und damit der Spannungsabfall in bezug auf eine gegebene Größe des Fehlersignals $U_M - U_D$ einregeln, also der P-Anteil einstellen.

2.2 I-Anteil

Die an $R 3$ abfallende Spannung ist Eingangsspannung für die aus dem in drei Stufen umschaltbaren Widerstand $R 4$ und Kondensator $C 1$ bestehende Integrationsschaltung (I-Bereich: 3...30 s, 0,3...3 min, 3...30 min). Die an $C 1$ stehende Spannung, gleichzeitig Steuerspannung für $Rö 3$, stellt somit das Integral des Fehlers dar.

Die Nachteile eines RC-Integrators (exponentielle Aufladung, Fehlstrom bei niedriger Eingangsspannung) treten in dieser Schaltung nicht auf, weil der im Anodenkreis von $Rö 3$ liegende „R-W“-Koppler 4 eine Aus-

gangsspannung liefert, die stets gleich der Spannung am Integrationskondensator ist und ihr mit entgegengesetztem Vorzeichen zugeschaltet wird. Die Summe beider Spannungen ist also stets Null, und man erreicht somit auch lange Zeitkonstanten und lineare Integration, wenn die Fehlerspannung gegen Null geht.

2.3 D-Anteil

Um für das Ausgangssignal auch einen D-Anteil zu erhalten, ist der „R-W“-Koppler 3 so geschaltet, daß er eine relativ hohe Spannung an $C 2$, $R 5$, $C 3$ legt, die dem Strom durch $Rö 2$ und damit auch dem Fehler proportional ist. Bei gleichbleibenden Betriebsbedingungen lädt sich $C 2$ auf die Eingangsspannung U_P auf. Jede Änderung des Fehlers ändert auch U_P , und damit steht an $R 5$ eine Spannung, die wegen der Kennlinie des „R-W“-Kopplers 3 proportional der Änderungsgeschwindigkeit des Fehlers ist. Diese Spannung wird gleichzeitig $C 1$ zugeführt und steuert somit ebenfalls den Strom durch $Rö 3$, so daß das Ausgangssignal den gewünschten D-Anteil erhält. Der veränderbare Widerstand $R 5$ dient zum Einstellen des D-Anteiles (0...3 min) mit einer Phasenvoreilung von mehr als 70°. In der Praxis ist $R 5$ ein Doppelpotentiometer, bei dem $R 6$ in Serie mit $C 3$ als nur während der Übergangszeit wirksamer Nebenschluß zu $R 7$ wirkt, um die Wirkung des Reglers zu verbessern. Das Instrument $M 3$ (0...15 mA) zeigt das Ausgangssignal $\pm I_P + I_I \pm I_D$ an.

Erzeugung einer Gleichspannung von 8 kV mit Hilfe eines Röhren-Oszillators

DK 621.314.13.027.5

Für die Nachbeschleunigung in Oszillografenröhren und für ähnliche Zwecke ist bei nur geringer Strombelastbarkeit eine hohe Gleichspannung erforderlich, die mit dem geringstmöglichen Aufwand an Bauelementen erzeugt werden soll.

Man könnte hierfür beispielsweise einen Hochspannungstransformator (50 Hz) verwenden, der in Verbindung mit einer Anzahl von Selen-Stabgleichrichtern und Speicherkondensatoren in einer Spannungsvervielfacherschaltung nach Villard arbeitet. Bei einer solchen Schaltung (Bild 1) genügt ein relativ billiger und räumlich kleiner Transformator, jedoch sind die Kosten für die Stabgleichrichter und Speicherkondensatoren verhältnismäßig hoch.

Eine zweite Möglichkeit ergibt sich durch Verwenden eines 50-Hz-Transformators, der auf der Sekundärseite eine Scheitelspannung von etwas über 8 kV liefert (Bild 2). Man erhält dann die hohe Gleichspannung mit einer einzigen Einweg-Gleichrichterröhre und einem Speicherkondensator. Für die Heizung der Gleichrichterröhre ist aber eine besondere, hochisolierte Wicklung auf dem Transformator erforderlich, wenn die hohe Gleichspannung einpolig geerdet werden soll. Die zulässige Spitzenspannung zwischen Heizwicklung und einer Seite der Hochspannungswicklung muß dann > 16 kV sein.

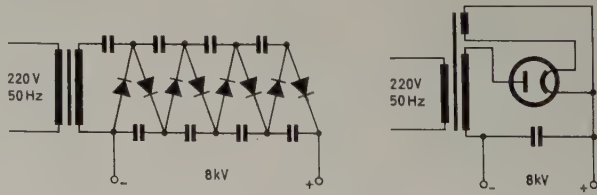


Bild 1 (links). Spannungsvervielfacher nach Villard
Bild 2 (rechts). Einweg-Gleichrichter

Bei dieser Schaltung wird der Transformator wegen der hohen Anforderungen an die Isolation ziemlich teuer, während die Gleichrichterröhre und der Speicherkondensator preislich weniger ins Gewicht fallen.

Die nachfolgend näher beschriebene dritte Möglichkeit benutzt einen Röhren-Oszillator. Dadurch wird die Schaltung zwar komplizierter, der Hochspannungstransformator jedoch verhältnismäßig einfach, leicht und billig, und es genügt ein Speicherkondensator kleiner Kapazität, weil der Oszillator auf einer verhältnismäßig hohen Frequenz arbeitet. Die für den Oszillator benötigten Gleichspannungen und die Heizspannung können

beispielsweise oft dem Netzteil eines Oszillografen entnommen werden. Der Gesamtaufwand bleibt dadurch noch weit unter dem der beiden ersten Anordnungen, die unmittelbar mit Netzfrequenz arbeiten.

Der Röhren-Oszillator (Bild 3) ist so entworfen, daß er den Hochspannungstransformator in seiner Resonanzfrequenz anregt, die im wesentlichen durch die Induktivität der Sekundärspule und ihre Kapazität zuzüglich der Kapazität der Gleichrichterröhre bestimmt ist. Als Röhre findet die Endpentode EL 86 Verwendung. Die Rückkopplungsspannung wird über einen kapazitiven Spannungsteiler von der Sekundärseite

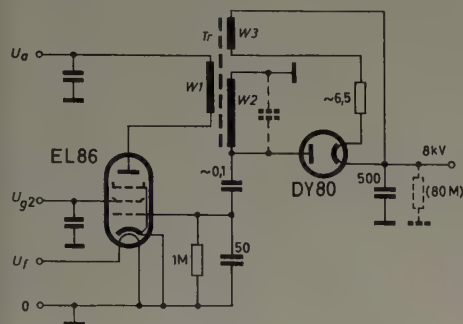


Bild 3. Schaltung des Hochspannungsgerätes

(Hochspannungsseite) des Transformators abgenommen. Der Teiler besteht aus einem Luftkondensator, der durch die Außenfläche der Hochspannungswicklung und durch eine in etwa 1 cm Abstand angebrachte kleine Metallplatte gebildet wird, sowie einer Kapazität von 50 pF, der noch die Gitter-Katodenkapazität der Röhre parallel liegt. Die Betriebsfrequenz ist etwa 55 kHz. Im Betriebszustand nimmt die Röhre etwa 23 mA Anodenstrom, 3,5 mA Schirmgitterstrom und einen zu vernachlässigenden Steuergitterstrom auf, so daß ein Gitterwiderstand von 1 MΩ verwendet werden kann. Bei einem so hohen Gitterwiderstand ist der Phasenfehler für die Rückkopplungs-Spannungsteilung klein, und es erregt sich mit guter Genauigkeit die Eigenfrequenz der Sekundärwicklung des Transformators.

Der Hochspannungstransformator ist nach Art der in der Fernsempfängertechnik benutzten Transformatoren mit einem Ferrit-Kern aus 2 U-Stücken „U 60/27/14“ Ferroxcube III C2 aufgebaut. Die Primärspule ist als einlagige Windung mit 70 Wdg. CuLS-Draht 0,25 mm Ø ausgeführt, die Sekundärspule als Kreuzwickelspule mit 1700 Wdg. Cu-Litze 10 × 0,05 mm, Wickelbreite 9 mm. Die Heizwicklung für die Gleichrichterröhre besteht aus einer einzigen Windung aus einem Stück Hochspannungskabel. Da diese Windung schon eine zu hohe Spannung liefert, muß man in den Heizkreis noch einen Zusatzwiderstand schalten, der so gewählt wird, daß sich der vorgeschriebene Heizstrom ergibt (z. B. mit einem auf eine dicke Isolierplatte gelegten Thermoinstrument messen, dabei auf kurze Zuleitungen achten, damit nicht durch deren zusätzlichen induktiven Widerstand der Heizstrom beeinflusst wird; außerdem ist selbstverständlich der ohmsche Widerstand des Wechselstromzweiges im Thermo-Umformer zu berücksichtigen).

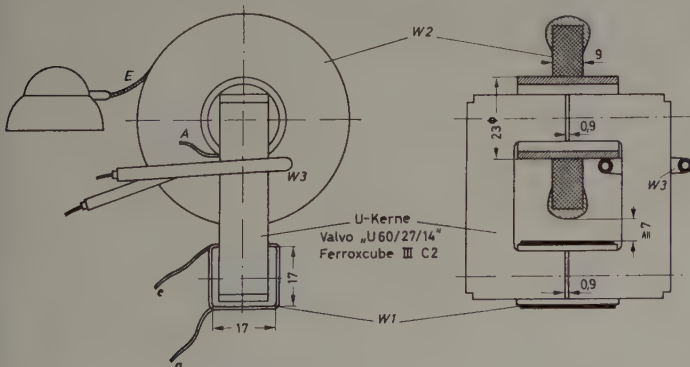


Bild 4. Aufbauskeizze für den Hochspannungstransformator

Bild 4 zeigt die räumliche Anordnung und Gestaltung der Teile in einem Versuchsaufbau. Die Belastungsabhängigkeit der Hochspannung ist relativ gering. Da der sekundäre Schwingkreis selbst den größten Teil der Schwingleistung verbraucht, wirkt sich die zusätzliche Belastung auf der Gleichstromseite kaum aus. Bei Belastung mit 100 μA ergibt sich die verlangte Spannung von 8 kV, die im Leerlauf auf 8,8 kV ansteigt. Bei den im praktischen Betrieb des Oszillografen vorkommenden Änderungen des Strahlstromes bleiben die Änderungen der Nachbeschleunigungsspannung unter 3%. R. Cantz, Röhrenlaboratorium Telefunken Ulm

TELEFUNKEN



STV 150/30 (OA 2)



STV 85/10 (OG 3)



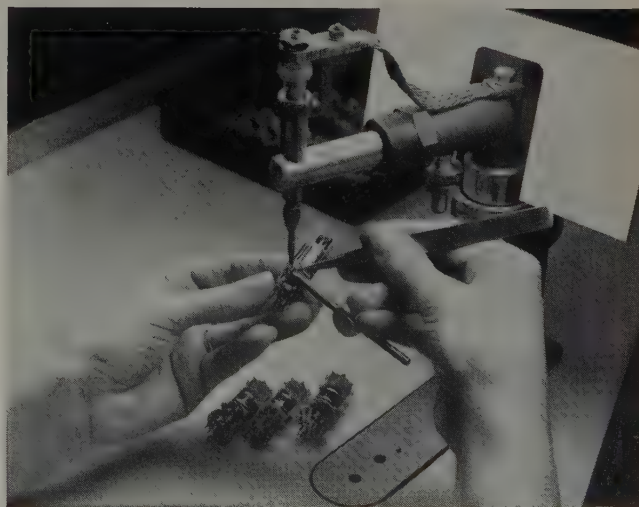
STV 108/30 (OB 2)

TELEFUNKEN-Glimmstabilisatoren

Glimmstabilisatoren werden heute nur noch für eine Glimmstrecke gebaut. Die Kleinheit der modernen Glimmröhre gestattet bei Erfordernis mehrerer in Reihe liegender Glimmstrecken die Kombination einer entsprechenden Zahl einzelner Röhren.

Technische Daten:		STV 85/10 (OG 3)	STV 108/30 (OB 2)	STV 150/30 (OA 2)	
Brennspannung (bei mittl. Brennstrom) Stromregelbereich	U_B	83 ... 87	106 ... 111	144 ... 164	V
	I_{Bm}	6	17,5	17,5	mA
	I_{Bmin}	1	5	5	mA
	I_{Bmax}	10	30	30	mA
Max. Zündspannung	U_{Zmax}	125	127	180	V
Innenwiderstand (bei I_{Bm})	R_i	280	100	100	Ohm
Spannungsänderung (bei I_{Bmin} ... I_{Bmax})	U_B	4	3,5	6	V

Die genannten Stabilisatoren sind international austauschbar. Entwicklungsstellen der Industrie erhalten auf Anforderung die Röhrenmitteilung »Diagramme für optimale Dimensionierung von Glimmstabilisatoren«.



Geschickte Hände und modernste Fertigungsverfahren garantieren hohe Qualität und Präzision der TELEFUNKEN-Erzeugnisse.



TELEFUNKEN

RÖHRENVERTRIEB ULM

Elektronik in Australien

DK 621.385 (94)

Während in vielen Ländern, hauptsächlich in den hoch industrialisierten, im Laufe der letzten Jahre vor allem die Industrie-Elektronik als aussichtsreicher Partner neben die Rundfunk- und Fernsehtechnik getreten ist, liegen die Verhältnisse in Australien im Augenblick noch völlig anders. Hier hat das Fernsehen jede normale Entwicklung der elektronischen Industrie überschattet. Deshalb sollte man eigentlich keine Verallgemeinerungen aus dieser „Sturm- und Drangperiode“ ziehen. Australien mit rund 9,5 Millionen Einwohnern, von denen nur etwa 3,5 Millionen in den beiden Fernsehversorgungsgebieten Sydney und Melbourne leben, wurde mit einer Unzahl Fernsehempfängertypen überschüttet, die von 23 größeren und kleineren Firmen hergestellt werden. In diesen beiden Städten arbeiten sechs Fernsehsender und bieten, nach internationalen Maßstäben gemessen, ein gutes Programm. Bisher haben die australischen Hersteller über 221 000 Fernsehgeräte geliefert (im Dezember 1957 waren es etwa 20 000). Der Käufer bevorzugt auch hier das 53-cm-Gerät und verlangt den vollautomatischen Empfänger, wobei ein Fernbedienungsgerät nur noch dazu dienen soll, den Kanal zu wählen, die Helligkeit zu regeln und den Ton abzuschalten, wenn eine allzu aufdringliche Reklamesendung kommt (von den sechs Fernsehstationen werden vier privat betrieben und müssen ihr Dasein aus den Einnahmen für Werbesendungen bestreiten). Die Hersteller sind damit beschäftigt, für die neuen Modelle AFC (automatische Frequenzkontrolle) einzuführen, um die Feinabstimmung am Kanalwähler zu umgehen. Nach den letzten Berichten ist man auch bei der automatischen Phasenkontrolle (APC) einen Schritt vorwärtsgekommen, indem man den Haltebereich des Horizontal-Oszil-

lators auf 900 Hz und den Fangbereich auf 170 Hz erweitert hat (auf das 624zeilige Bild bezogen). Manche Firmen versuchen, die bisher etwas vernachlässigte Ton-Endstufe auszubauen, um in den vollen Genuß der FM-Qualität zu kommen. Ein Gerät enthält sogar einen vereinfachten „Williamson“-Verstärker ($2 \times \text{ECL } 82$).

Im Anfang mangelte es sowohl an Fernsehtechnikern als auch an Meßgeräten. Der Staat hat in lobenswerter Weise Kurse für angehende „TV Servicemen“ eingerichtet, die fast zur Hälfte von Einwanderern besucht wurden. Meßgeräte mußten anfänglich importiert werden. Da die australische Fernsehnorm genau wie die deutsche der Gerber-Norm entspricht, steht dem Techniker eine ähnliche Auswahl an Meßgeräten wie in Deutschland zur Verfügung. In letzter Zeit gehen verschiedene Hersteller nach anfänglichem Zögern dazu über, netztransformatorlose Fernsehgeräte anzubieten. Röhren für Serienheizung sind schon eine ganze Weile auf dem Markt. Die tragbaren Geräte der neuen Saison werden zu einem großen Teil schon ohne Transformator sein.

Vor nicht allzulanger Zeit ließ sich eine private Firma in das Handelsregister unter dem Namen *Phonevision Co.* eintragen. Ihre Bestrebungen gehen dahin, über das Telefonnetz ein Code-Signal zu übertragen, um dem gebührenzahlenden Publikum nach dem amerikanischen System „Zenith“ ein ausgewähltes Programm anzubieten.

Rundfunkempfänger mit Transistoren sind erst seit einem Vierteljahr auf dem Markt. Transistoren, besonders solche für Hochfrequenz, sind immer noch Engpaß. Die Temperaturschwankungen sind hier erheblich stärker, und deshalb müssen Transistorgeräte besonders sorgfältig entwickelt werden.

„Silliac“, eine vor einiger Zeit hier in Sydney in Betrieb genommene Rechenmaschine, hat, genau wie andere, ihre Anlaufschwierigkeiten. Nachdem staatliche Institutionen schon einige Tausend Rechenstunden gekauft hatten, entschloß sich jetzt auch die Privatindustrie, davon Gebrauch zu machen. Einige der großen Versicherungsgesellschaften haben einen IBM-Computer bestellt.

Die hohen Löhne in Australien verhindern den großzügigen Export elektronischer Geräte. Japan versucht, mit niedrigen Preisen den Markt der südlichen Hemisphäre zu erobern. Die australische Produktion muß sich deshalb auf den Inlandsmarkt beschränken. Zieht man die Bevölkerungsdichte und die anderen produktionshindernden Faktoren in Betracht, dann ist die Entwicklung der elektronischen Industrie in Australien trotzdem erstaunlich.

Joern Bork



Elektronische Präzisionsmeßgeräte für Labor, Prüffeld und Betrieb

Aus unserem Programm: Meßgeräte für die Nachrichtentechnik und verwandte Gebiete
im Frequenzbereich von 0,1 Hz... 3000 MHz
Labornetzgeräte und Netzstabilisatoren
Elektronischer Schnellschreiber „Storoscope“.



WANDEL u. GOLTERMANN

... jetzt mit den neuesten Entwicklungen auf vergrößertem Stand am Haupteingang der Halle 10
Deutsche Industriemesse Hannover 1958

Breitband-Oszillograf „S 800“

Dieser Breitband-Oszillograf ist vorzugsweise für Anwendungen in der Elektronik, Impulstechnik und Radartechnik bestimmt (*Kienle Apparate GmbH*). Der Y-Verstärker ist ein gleichstromgekoppelter Differentialverstärker (0...14 MHz — 3 dB) mit wahlweise symmetrischem oder unsymmetrischem Eingang (Ablenkempfindlichkeit etwa 50 mV/cm, Eingangsimpedanz 1 M Ω , 30 pF). Zur gleichzeitigen Untersuchung zweier Vorgänge ist ein Elektronschalter (Frequenzbereich 0...14 MHz) mit für beide Eingänge genau gleicher Ablenkempfindlichkeit von etwa 250 mV/cm eingebaut. Die verdunkelte Umschaltung erfolgt synchron mit der Kippfrequenz während des Kipp-Rücklaufes. Nach einer neuartigen Methode ist ohne Unterbrechung des Meßvorganges mittels einer regelbaren Gleichspannung eine Spannungsmessung möglich. Die Spannungseichung erfolgt entweder mittels des Elektronschalters durch Y-Lageverschiebung einer eingeblendeten Niveaulinie oder mittels des Differentialverstärkers durch Y-Lageverschiebung des Gesamtbildes. Die Zeitablenkung (10 ms/cm...0,05 μ s/cm) hat geeichte Zeitbasis und kontinuierlich regelbare Zeitdehnung 1:1...1:10. Die Kopplung zwischen Dehnungsregler und Horizontalverschiebung bewirkt, daß ein beliebiger wählbarer Ausschnitt der Zeitbasis bei Veränderung des Dehnungsgrades in der Bildmitte festgehalten wird. Zeitmarken lassen sich durch Helligkeitssteuerung alle 0,05 — 0,1 — 1 μ s, 0,1 — 1 — 10 ms einblenden. Der X-Verstärker mit 1 M Ω , 30 pF Eingangsimpedanz hat bei etwa 0,5 V/cm Ablenkempfindlichkeit den Frequenzbereich 0...500 kHz. Die Spannungseichung der X-Achse erfolgt wie beim Y-Verstärker. Der Zeitablenk-Generator arbeitet getriggert oder freilaufend; Empfindlichkeit für externe Synchronisierung etwa 0,1 V_{ss}.

ELRU-Information 192

Kontaktmeßgerät „Certitact“

Als Meßwerk wird bei diesem Gerät der Firma *Nieaf* ein Drehspulsystem mit Maximal- oder/und Minimalkontakt, in Spezialausführungen auch ein Kreuzspulsystem, verwendet. Um beim Erreichen des eingestellten Wertes größeren Kontaktdruck zu erreichen, ist auf der Drehspule neben der Meßwicklung noch eine zweite Wicklung aufgebracht, die ebenso wie

der vom Zeiger bewegte Kontakt in dem vom Meßkreis getrennten Relais-Stromkreis liegt. Bei der leisesten Berührung des Kontaktes auf dem Zeiger mit dem festen Kontakt auf dem Einstellarm durchfließt ein von einer Hilfsstromquelle gelieferter Zusatzstrom die Hilfswicklung so, daß durch das zusätzlich entstehende Drehmoment der Kontaktdruck erhöht wird. Gleichzeitig mit der Hilfswicklung wird auch das Schaltrelais für den zu schaltenden Stromkreis erregt. Um zu vermeiden, daß bei abnehmendem Meßstrom der Kontakt hängenbleibt, wird durch einen automatischen Unterbrecher der Relais-Stromkreis periodisch unterbrochen. Da bei jeder Unterbrechung die Zusatzwicklung stromlos wird und damit der zusätzliche Kontaktdruck entfällt, wird der Zeiger von dem federnden Gegenkontakt zurückgeworfen und der Zeigerkontakt stromlos abgeschaltet. Solange die zu messende Größe über dem eingestellten Wert bleibt, wird sofort wieder durch den Zeigerkontakt der Stromkreis geschlossen. Das durch einen parallelgeschalteten Kondensator verzögerte Schaltrelais fällt während dieser Periode nicht ab. Geht der zu messende Strom unter den eingestellten Wert zurück, dann schließt nach der nächsten Unterbrechung der Zeigerkontakt nicht wieder, und das Schaltgerät fällt nach einigen Sekunden ab.

ELRU-Information 193

Staubgehaltsmesser „Konitest“

Zur objektiven Messung des Staubgehaltes in Industriegasen oder in der Atmosphäre von Mühlen, Sägewerken, Zementfabriken, Gießereien oder unter Tage nach dem Prinzip der von den Staubeilchen zwischen zwei Elektroden transportierten elektrostatischen Ladungen wird der für die Messung verwendete Teil des zu untersuchenden Gases durch die Ansaugvorrichtung angesaugt und der Staubmeßkammer „KRS 1/1“ (*J. C. Eckardt AG*) zugeführt (Gasmenge: 36 Nm³/h, Differenzdruck: 300 mm WS, Anzeigeverzögerung: < 0,05 s). Das Gas tritt mit einer Drallbewegung in das Erregerrohr ein, wodurch die im Gas enthaltenen Staubeilchen in innige Berührung mit der Wand des Erregerrohres gebracht werden. Sie laden sich dadurch elektrostatisch auf und geben ihre Ladungen in dem anschließenden Entladerohr wieder ab. In der Verbindungsleitung zwischen dem Erregerrohr und dem Entladerohr tritt dadurch ein elektrischer Strom auf, der bei konstantem Gasdurchfluß dem Staubgehalt proportional ist. Bei normalem Gasdurchsatz und 1 g/m³ Staubgehalt ist der Strom etwa 0,2...0,3 mA. Der Strom wird in dem zugehörigen Meßverstärker auf 3 mA an 2500 Ω verstärkt, so daß Anzeige-, Registrier- und Zählgeräte angeschlossen werden können.

ELRU-Information 194

AEG

Elektronischer Zeitschalter

mit Kaltkathodenröhre

Zeitbereiche:
0,1...5 s, 1...10 s, 2...20 s

Einfache Zeitverlängerung
durch Zusatzkondensatoren

Zeitgenauigkeit $\pm 2\%$

hohe Schalthäufigkeit

Rückstellzeit 0,1 s

lageunabhängig

rüttelfest bis zu 4 g

hohe Lebensdauer



ALLGEMEINE ELEKTRICITÄTS - GESELLSCHAFT

7590

Der Stand der Meßtechnik, Elektronik und Automatisierung in den USA

DK 621.317 + 621.385 + 621.755 — 52 (73)

Die Automatisierung der amerikanischen Industrie schreitet langsam aber stetig fort. Hemmend sind nicht so sehr technische Beschränkungen als vielmehr wirtschaftliche Überlegungen. Meistens sind vorzügliche technische Einrichtungen verfügbar; allein die hohen Anschaffungskosten, die große Kapitalinvestitionen notwendig machen, die mit der Umstellung verbundene Unterbrechung der Produktion und die berechnete Furcht, daß ein automatisierter Großbetrieb unbeweglicher und damit sofort unrentabel wird, wenn er nicht bis zur Grenze seiner Produktionskapazität ausgenutzt ist, lassen heute noch viele Großfirmen vor einer Vollautomatisierung ihrer Betriebe zurückschrecken.

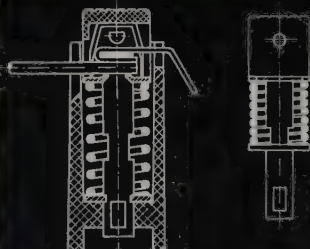
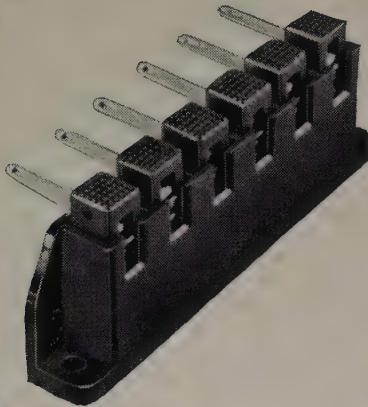
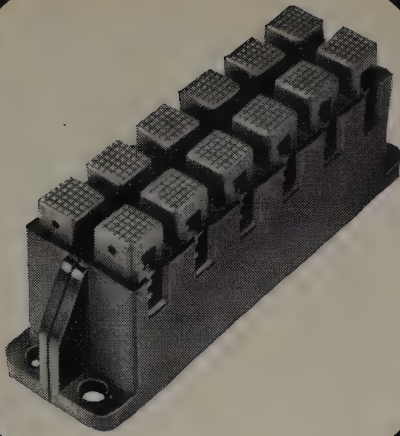
Interessanterweise gehen in den Vereinigten Staaten vielfach gerade kleinere Betriebe auf Automatisierung über. Charakteristisch sind die Teilautomatisierung einzelner Maschinen statt ganzer Produktionsprozesse, der Umbau vorhandener Maschinen auf Automatik anläßlich einer Überholung und der Ersatz unbrauchbar gewordener Maschinen durch vollautomatisierte. Die Automatikfirmen berücksichtigen diese Entwicklung, indem sie einzelne Zusatz- und Anbaugeräte sowie komplette Anlagen in Bausteintechnik ausführen.

Aber auch eine Reihe größerer Betriebe stellt ganze Zweige ihrer Werke vollständig auf Automatisierung um. So bekam kürzlich — das sei als Beispiel hier genannt — ein bekanntes Reglerwerk einen 450000-Dollar-Auftrag zur Temperaturregelung der gesamten Schmelzöfen, Gießanlagen und Kühlöfen eines größeren Glaswerkes. Andere Gebiete, in denen die Automatisierung weiter vordringt, sind die chemische, Lebensmittel-, Stahl- und Papierindustrie sowie das Druckereiwesen. Bezeichnenderweise sind die Firmen der Industrie-Elektronik auch mehr und mehr auf den Spezialausstellungen der anwendenden Industrie vertreten, und — wie behauptet wird — sollen sie dort bessere Abschlüsse tätigen als auf den Ausstellungen der elektronischen Industrie selbst.

Unmittelbar bereit zur vollständigen Umstellung aller ihrer Werke einschließlich der Verwaltung ist die Auto-Industrie. Die drei großen Autofirmen *Chrysler*, *Ford* und *General Motors* haben Pläne fertiggestellt, ihre über das ganze Land verteilten Werke zu automatisieren und mit Hilfe jeweils eines einzigen, voraussichtlich in Detroit stationierten Rechenzentrums zu steuern. Die Datenübermittlung soll über Mikrowellen-Verbindungen erfolgen. Einer Ausführung der Pläne steht — wie die Firmen angeben — allein die bisherige Ablehnung einer Lizenz für den Mikrowellenbetrieb durch die *Federal Communications Commission* im Wege. *Chrysler* will als Übergangslösung einen Teil seiner Werke vorerst über Draht verbinden.

Im Zusammenhang mit der so viel diskutierten Frage einer sozialen Umschichtung als Folge weiterer Automatisierung sollen die ausgedehnten Möglichkeiten zur technischen Weiterbildung in den Vereinigten Staaten erwähnt sein. An den meisten Universitäten und Hochschulen laufen vollständige Abendvorlesungen auch in technischen Hauptfächern, und viele Firmen tragen die Kosten für die Weiterbildung der daran interessierten Angestellten. Vielfach üblich ist volle Erstattung der Semestergebühren bei Abschluß mit „sehr gut“ und „gut“ und halbe Kostenersatzung bei Abschluß mit „genügend“. Auch der Besuch von Tagesvorlesungen wird den Angestellten oft ermöglicht.

Hand in Hand mit einer Typenbeschränkung und der erwähnten Entwicklung von Bausteinen, die beliebig zusammengestellt werden können, geht eine Rückkehr zu normalen räumlichen Abmessungen von Geräten der Industrie-Elektronik; es ist eine deutliche Abkehr von der bisher üblichen übertriebenen Miniaturisierung zu verspüren. Die Hersteller legen Wert darauf, mehr Bauelemente solider in den Geräten unterbringen zu können, die Benutzer bevorzugen größere Geräte wegen ihrer höheren Zuverlässigkeit, einfacheren Handhabung und zum Beispiel auch besserer Ablesbarkeit von Anzeige- und Aufzeichnungsgeräten. Unterhaltung und Reparatur von Industrie-Elektronikgeräten werden in den meisten Fällen von den Lieferfirmen durchgeführt, die besondere Service-Gruppen für



Aus unserem Lieferprogramm:

SCHRAUBENLOSE KLEMMEN

sind modernste elektrotechnische Bauelemente, die sich wegen ihrer besonderen Vorteile mehr und mehr einführen. Anschließen und Lösen mit einem Fingerdruck ohne Werkzeug. Rüttelsichere Klemmung durch hohen Federdruck. Jede Klemme ist geeignet für Anschluß-Querschnitte von 0,5 bis 6 mm². 2-, 3-, 4-, 6-, 8- und 10polig lieferbar. Anschlußklemmen zum Einbau, Reihenklemmen mit Lötanschlußfahnen, Durchgangsklemmen zum zweiseitigen Anschluß.



MOTOCO

Generalvertrieb:
MOTOCO GmbH
Abt. Elektrotechnische
Bauelemente und Geräte
Stuttgart O
Schubartstraße 4

Hersteller: Otto Ramstetter, München 50

diesen Zweck unterhalten und auch ihre Vertreter laufend technisch schulen.

In der Regelungstechnik hat die Pneumatik immer noch sehr große Bedeutung, und das wird sich sicherlich auch vorläufig nicht ändern, denn zu viele Regelungsprobleme lassen sich einfacher, billiger, zuverlässiger und gefahrensicherer pneumatisch als elektronisch lösen, wenngleich sich die kombinierte Auswertung von Messungen sowie alle komplizierten Rechenoperationen besser elektronisch durchführen lassen. Zur Ausnutzung der Vorteile beider Systeme sind vielartige Informationswandler, pneumatisch-elektronisch und umgekehrt, auf dem Markt, und viele Anlagen arbeiten kombiniert elektronisch-pneumatisch. Meist laufen die Prozesse mit Leistungsverbrauch pneumatisch, während die Elektronik die leistungslosen Operationen der Informationsübertragung, -umsetzung und -auswertung übernimmt. Gemeinsame Regelung mehrerer räumlich weit voneinander getrennter Werkteile, die in sich pneumatisch geregelt sind, ist durch elektrisch-elektronische Informationsübertragung möglich.

Für Regelungsanlagen zur Produktionsprozeß-Kontrolle stehen vielartige Meßglieder zur Verfügung, die meist indirekt und unter Ausnutzung der verschiedensten physikalischen Effekte und Gesetzmäßigkeiten arbeiten. Immer mehr gewinnen nukleonische Verfahren an Bedeutung; insbesondere werden γ -, α -, β - und Neutronenstrahlen zur Materialprüfung herangezogen. Daneben stehen alle elektrischen Verfahren — wie Leitfähigkeitsmessung, DK-Bestimmung und Wirbelstromverfahren —, optische Verfahren (mit ultraviolett, sichtbarem und infrarotem Licht) und Anwendungen des Ultraschalls im Vordergrund, wenn man auch verschiedentlich die Meinung antrifft, daß Ultraschallanwendung zu kompliziert und teuer sei. Für mechanische Positionsbestimmungen sind Synchros mit einer Bogenminute Genauigkeit lieferbar. Zeit- und Frequenzmesser nach dem Maser-Prinzip (Zählung von Molekülschwingungen) lassen sich mit Genauigkeiten bis zu 10^{-13} herstellen; verwendet werden Ammoniakgas (24 GHz) und Cäsiumdampf (9 GHz). Bei Meßgeräten und Meßgliedern geht die Entwicklung von der Analog- zur Digitalanzeige, hauptsächlich um Kombination mit modernen Digitalrechnern zu ermöglichen; auch Analog-Digital-Umsetzer zum Einschalten in Informationswege sind in vielen Formen erhältlich. Als noch kaum ausgenutzter Markt für Meßtechnik wird die Medizin bezeichnet.

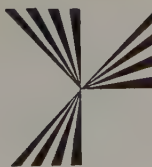
Informationsspeicher sind in zunehmendem Maße mit magnetischen oder dielektrischen Binäreinheiten ausgerüstet. Auch Magnetband hat große Bedeutung für die Informationsspeicherung, insbesondere zur Aufzeichnung von Endergebnissen, zur gemeinsamen Auswertung mehrerer zeitlich versetzter Messungen und für spezielle Rechenoperationen, etwa Korrelationsanalyse durch Ordinatenabtastung, wie sie zur Bestimmung der Übergangsfunktion von Regelkreisen bei statistischen Eingangssignalen nötig ist. Die modernen Allzweck-Rechner sind zur Prozeßkontrolle in allen Industriezweigen geeignet; auch können sie gemeinsame Anwendung im Forschungslaboratorium, Konstruktionsbüro und in der Verwaltung finden. Die oft gehörte Klage, daß der Einsatz von elektronischen Rechnern in der Buchhaltung wegen der schwierigen Programmierungsarbeiten keine wesentliche Ersparnis brächte, scheint nicht berechtigt zu sein; man nimmt an, daß die Ursache schlechte Ausnutzung infolge Unkenntnis ist.

Die Anwendung elektronischer Digitalrechner für militärische Zwecke, wie den Einsatz in beweglichen Daten-Auswertungsanlagen für taktische und logistische Probleme der Gefechtsleitung, ist in schnellem Fortschritt. Der Nutzen elektronischer Rechner für Literatur- und Dokumentenforschung wurde durch die Überprüfung und Ergänzung der berühmten „Pergamente vom Toten Meer“ mit Hilfe einer IBM-Maschine deutlich demonstriert; die Maschine arbeitete dabei nach dem Prinzip der Stilanalyse und Wortstatistik. Erwähnt sein soll auch eine Demonstrationsmaschine der IBM auf der 26th Exposition of Chemical Industries, New York, am 8. Dezember 1957, die auf Anfrage nach einem beliebig gefaßten Sachgebiet Auskunft über alle zugehörigen Aussteller mit Stand und Ort gab. — Die umfassende elektronische Speicherung von wissenschaftlichen Informationen ist geplant. Forschungen laufen über die Benutzung elektronischer Rechner zur Übersetzung von Sprachen. Sogenannte Wort-für-Wort-Übersetzungen, die die Hauptbedeutung der Wörter in laufender Reihenfolge ohne Rücksicht auf den grammatischen Zusammenhang angeben und vieldeutige Wörter, wie beispielsweise viele Artikel, Präpositionen und Adverbien, eventuell unübersetzt lassen, sind verhältnismäßig einfach möglich, geben dem Leser aber nur eine sehr rohe Grundlage und verlangen noch sehr viel zusätzliche Arbeit. Dagegen erfordert die Programmierung für die sinngemäße Übersetzung von ganzen Sätzen eine umfangreiche Sprachforschung nach wissenschaftlich exakten Grundsätzen.

In nachrichtentechnischen Geräten werden überwiegend gedruckte Schaltungen verwendet, die durch Ätzen, Spritzen oder eine Art Gießprozeß hergestellt werden. Die weitere Transistorisierung macht immer kleinere Geräte möglich, wie sie besonders für militärische Zwecke gefordert werden. Bei Transistoren ist eine Entwicklung zu laufend größeren Leistungen, höheren Arbeitstemperaturen und größerer Temperaturunabhängigkeit deutlich zu erkennen. Ein weiteres wichtiges Bauelement sind Tantal-Kondensatoren, die bei einem Bruchteil des Volumens der älteren Elektrolyt-Kondensatoren höhere Kapazität bei kleinerer Ableitung haben.

Auf die Sicherheit kommt es an

bei allen Anlagen der modernen Technik. Die Sicherheit aber wird von dem letzten Bauelement bestimmt. Der **SAF-MP** ist ein Metallpapier-Kondensator, der diesen Qualitätsanforderungen genügt. Er ist unempfindlich gegen Überspannungen, heilt Durchschläge sogar selbst aus und hat daher eine äußerst lange Lebensdauer; außerdem ist er noch klein und leicht. Besonders die K-Reihe bietet erhöhte Sicherheit auch bei niedrigen Betriebsspannungen, geringer Verlustfaktor, hohe Zeitkonstante (Isolation), hohe Prüfspannung. Informieren Sie sich mit unserer Druckschrift L 605!



STANDARD ELEKTRIK

Aktiengesellschaft

Gleichrichter- und Bauelementewerk SAF Nürnberg

Man erwartet ein weiteres Ansteigen des Fahrzeugfunks, wenn auch die Frequenzknappheit Schwierigkeiten macht. Durch Funk geleitete Taxis sind üblich. Ebenso bedienen sich Spediteure, Milchfirmen, Wäschereien und ähnliche Betriebe mehr und mehr des Fahrzeugfunks für ihre Lieferwagen. Öffentliches Telefon in Flugzeugen ist kürzlich im Versuchsbetrieb eingeführt worden. Eine wesentliche Erleichterung des Frequenzproblems verspricht man sich von der umfassenden Einführung des Einseitenband-Prinzips. UKW-Fernverbindungen unter Ausnutzung von troposphärischer und Meteorstreuung sind im Betrieb oder in Vorbereitung.

Dem alten meteorologischen Problem, für eine exakte Wettervorhersage nicht genügend Informationen in der notwendigen Zeit erhalten und auswerten zu können, soll ein geplantes Wetter-Informationsnetz der amerikanischen Luftwaffe abhelfen. Halbautomatische Beobachtungsstationen arbeiten auf ein 3-kHz-Netz, das, wie es heißt, eine komplette Bodenbeobachtung in 0,6 s übertragen kann. Auch manuelle Einspeisung von Informationen ist möglich. In einer Zentrale sollen die Angaben elektronisch ausgewertet und mit einer Geschwindigkeit von 1000...2000 Wörtern/min ausgedruckt werden.

Nachrichtenverkehr und Fernsteuerung über Mikrowellen im Eisenbahnverkehr haben sich besonders auf Strecken, auf denen alljährlich im Winter die Nachrichtenleitungen durch Schnee zerstört werden, bewährt. Überhaupt setzt sich im Eisenbahn-Sicherungswesen, Fahr- und Rangierdienst Automatisierung auf elektronischem Wege (unter Einbeziehung von Rechenmaschinen) durch. Die automatische Luftverkehrskontrolle mit elektronischen Hilfsmitteln zur Informationsumwertung ist noch im Anfangsstadium. Ein neues Blindfluggerät ist unter dem Namen „Kontakt-Analogie-System“ bekanntgeworden; es soll sich dabei um eine elektronische Anlage handeln, die die Anzeige sämtlicher Bordinstrumente, wie Radargerät, Höhenmesser usw., kombiniert auswertet und danach auf einem Leuchtschirm ein skizzenhaftes, fliegbares Bild als Ersatz für den fehlenden Blick voraus entwirft. Umfangreiche Forschungen und Entwicklungen laufen über Infrarot-Detektoren, sowohl für militärische, Luftfahrt- und Seefahrtzwecke als auch für allgemeine industrielle Zwecke. Der gesamte Produktionswert der amerikanischen Industrie in Meßtechnik, Elektronik und Automatik ist schwer zu erfassen. Einen Anhaltspunkt mag der Betrag von etwa 3,5 Milliarden Dollar geben, den das Verteidigungsministerium im Jahre 1957 für Elektronik und verwandte Gebiete ausgegeben hat. Der gegenwärtige Jahresumsatz an elektronischen Geräten für Automatik soll 2 Milliarden Dollar betragen.

PERSÖNLICHES

Prof. Dr. Hermann Backhaus †

Im Alter von 72 Jahren starb der ehemalige Direktor des Instituts für theoretische Elektrotechnik und Schwachstromtechnik an der Technischen Hochschule Karlsruhe, Professor Dr. phil. Dr.-Ing. e. h. Hermann Backhaus.

Prof. Dr. Werner Meyer-Eppler

Der außerplanmäßige Professor Dr. W. Meyer-Eppler, bisher mit der Wahrnehmung des Lehrstuhls für Phonetik an der Universität Bonn beauftragt, wurde jetzt endgültig auf diesen Lehrstuhl berufen und gleichzeitig zum Direktor des Instituts für Phonetik und Kommunikationsforschung ernannt.

Dr. Hans Jensen 50 Jahre

Am 13. März feierte Dr. phil. H. Jensen, technisch-wissenschaftlicher Mitarbeiter der *Allgemeinen Deutschen Philips Industrie GmbH (Alldphi)*, Hamburg, seinen 50. Geburtstag. Jensen promovierte 1932 an der Universität Kiel und kam 1952 nach längerer Tätigkeit in der optischen Industrie zu *Philips*. Er ist dort wissenschaftlicher Berater für alle optischen Fragen. In den letzten Jahren wurde Jensen als Autor vieler Fachaufsätze über kinotechnische Probleme und über die Fernsehprojektion bekannt.

*

10 Jahre Max-Planck-Gesellschaft

Die Max-Planck-Gesellschaft zur Förderung der Wissenschaften in der Bundesrepublik konnte am 26. Februar auf ihr 10jähriges Bestehen zurückblicken. Sie umfaßte bei ihrer Gründung in Göttingen zunächst die ehemaligen Kaiser-Wilhelm-Institute der britischen und amerikanischen Besatzungszone und ein Jahr später auch die Institute der französischen Besatzungszone. Der Anschluß der ehemaligen Kaiser-Wilhelm-Institute in West-Berlin erfolgte erst 1953. Die Max-Planck-Gesellschaft umfaßt heute 41 Institute und fast 1000 fördernde Mitglieder.

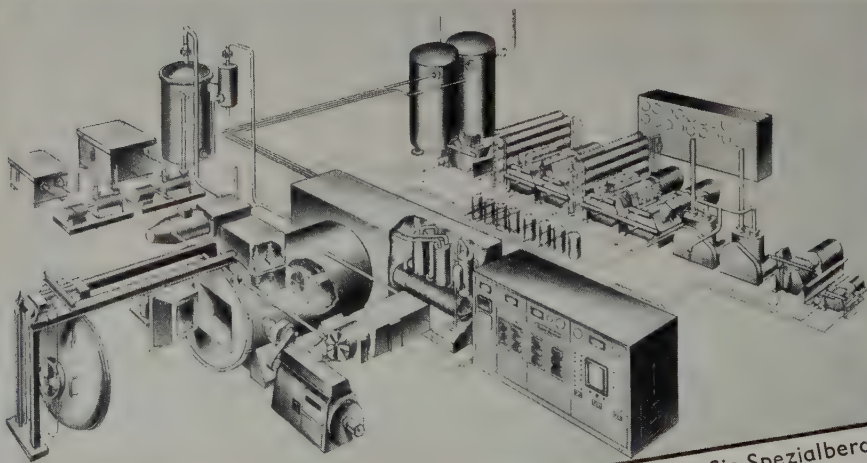


TESTANLAGEN

für Strahltriebwerk-Ausrüstungen

Prüfmöglichkeiten:
Wechseltemperatur von + 100° C bis
— 120° C, manuelle und automatische
Steuerung durch Elektronik, Klimaregelung
in der Plus-Zone

Feuchtemessungen auch in der Minus-Zone,
Unter- und Überdruck von 3 Torr bis
1500 Torr, Registrierung sämtlicher Test-
vorgänge durch Schreibanlagen,
Prüfraumgröße 0,25 cbm bis 20 cbm



Besuchen Sie uns bitte auf der
Deutschen Industrie-Messe
HANNOVER
HALLE 8 NORD · STAND 2107

Fordern Sie Spezialberatung

DEUTSCHE WAGGON- UND MASCHINENFABRIKEN G. M. B. H.

Abteilung Kälteanlagen

Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 129-139

Präzisionswiderstände in elektronischen Geräten

DK 621.317.722.001.8

Obwohl der Widerstand eines der wichtigsten Bauelemente der elektrischen Schaltungstechnik ist, sind seine Eigenschaften nicht immer weitgehend genug bekannt, um bei schwierigen Anwendungsfällen den wirklich günstigsten Typ einzusetzen.

Von den Präzisionswiderständen sollen die beiden wichtigsten — der Kohleschicht- und der hochpräzise Drahtwiderstand — behandelt werden. So verschiedenartig diese beiden Typen zunächst scheinen, so ergibt sich doch eine Reihe von Anwendungsgebieten, für die nicht ohne weiteres der eine oder andere Typ prädestiniert ist.

1. Kohleschichtwiderstände

Strenge Proportionalität zwischen Spannung und Strom ist die wichtigste Eigenschaft des Widerstandes, das heißt, der Widerstand hat einen konstanten Wert. Seine Abhängigkeit von Temperatur, Spannung und Frequenz sowie sein Rauschspektrum sind von grundsätzlicher Bedeutung.

1.1 Einfluß der Temperatur

Die Temperaturabhängigkeit der Kohleschichtwiderstände ist weitgehend linear. Dieser konstante Temperaturkoeffizient ist aber nicht nur eine Materialeigenschaft der Kohleschicht, sondern hängt auch von der Dicke der Schicht ab. Eine dünne Schicht hat einen höheren Temperaturkoeffizienten als eine dicke Schicht des gleichen Materials. Daraus ergibt sich, daß es bei höheren Widerstandswerten schwieriger ist, einen kleinen Temperaturkoeffizienten zu erreichen als bei niederohmigen Widerständen mit ihren dickeren Schichten. Der Temperaturkoeffizient der Glanzkohleschicht ist negativ und schwankt zwischen $-0,25 \cdot 10^{-3}/^{\circ}\text{C}$ und $-1,5 \cdot 10^{-3}/^{\circ}\text{C}$.

Bei Massewiderständen ist die Widerstandsänderung in Abhängigkeit von der Temperatur nicht konstant, sondern hängt ihrerseits von der Temperatur ab. Dies ist bei verschiedenen Anwendungen zu berücksichtigen.

Vor einigen Jahren wurden in den USA Borkohleschichtwiderstände stark propagiert. Diese Widerstände haben einen sehr kleinen Temperaturkoeffizienten, jedoch hat sich herausgestellt, daß die zeitliche Konstanz nicht zufriedenstellend ist. Aus diesem Grunde konnten zum Beispiel Eigenschaften der Klasse 0,5 kaum eingehalten werden.

1.2 Einfluß der Spannung

Der Widerstandswert hängt auch von der angelegten Spannung ab. Das Messen dieser Abhängigkeit ist besonders dadurch erschwert, daß sich infolge der angelegten Spannung und des dadurch auftretenden Stromflusses der Widerstand wegen der Temperaturerhöhung ändert.

Der Einfluß der Spannung ist besonders kritisch für Massewiderstände. Die US-Vorschrift MIL-R-11 läßt einen Spannungskoeffizienten von $3,5 \cdot 10^{-4}/\text{V}$ zu. Bei Glanzkohleschichtwiderständen ist dieser Spannungskoeffizient wesentlich geringer, mit Sicherheit $< 10^{-6}/\text{V}$.

1.3 Einfluß der Frequenz

Schichtwiderstände haben ausgezeichnete Eigenschaften hinsichtlich der Verwendung bei hohen Frequenzen. Da es möglich ist, Kohleschichten mit einer Dicke von nur 10^{-3} mm und dünner herzustellen, ist die Schichtdicke bei ≥ 1000 MHz geringer als die bei diesen Frequenzen infolge des Skineffektes verringerte Eindringtiefe des Hochfrequenzstromes. Dadurch ergeben sich für diese Widerstände sehr günstige HF-Eigenschaften.

1.4 Eigenrauschen

Schicht- und Massewiderstände zeigen zwei verschiedene Arten von Rauschen. Die eine bezeichnet man als thermisches Rauschen, wie es jeder Widerstand aufweist, häufig auch als Johnsonsches Rauschen. Die zweite Art entsteht infolge des Stromdurchflusses durch den Widerstand. Die Rauschspannung von Widerständen gleichen Wertes kann sehr verschieden sein. Man kann Widerstände mit besonders geringen Rauschspannungen durch einen Auslesevorgang heraussortieren.

Das Messen der Rauschspannung ist schwierig. Je nach Art der Meßschaltung ergeben sich andere Werte. Da die nationalen Normen verschiedene Arten der Messungen und Definitionen (zugeordnete Frequenzbandbreite) vorsehen, sei hier auf weitere Erläuterungen verzichtet.

1.5 Zeitliche Konstanz

Die zeitliche Konstanz von Glanzkohleschichtwiderständen ist sehr hoch und liegt meist weit innerhalb der Widerstandstoleranz. Massewiderstände dagegen haben meistens nur mangelhafte zeitliche Konstanz.

2. Hochpräzise Drahtwiderstände

2.1 Einfluß der Temperatur

Bei hochpräzisen Drahtwiderständen kann der Temperaturkoeffizient bis auf $2 \cdot 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$ gesenkt werden. Durch Kombination verschiedener Legierungen lassen sich auch noch kleinere Temperaturkoeffizienten erreichen.

HACKETHAL

Ein

Optimum

an Sicherheit

CODEX-LEITUNGEN



Starkstrom-, Schwachstrom-,
Fahrzeug- oder Sonderleitungen:

Erst der Zusatz „CODEX“
bietet die Gewähr für isolierte Leitungen,
die in allen Punkten den VDE-Vorschriften
entsprechen

171

Verlangen Sie bitte unseren ausführlichen Leitungskatalog

HACKETHAL-DRAHT- UND KABEL-WERKE
AKTIENGESELLSCHAFT · HANNOVER



PYROR-APPARATE FÜR ELEKTRONISCHE STEUERUNG, REGELUNG UND AUTOMATION

Drehspulrelais für höchste Ansprüche, mit verstellbaren Kontakten hoher Schaltleistung, Nullpunkt am Skalenanfang oder in Skalenmitte, Drehspule auf Wunsch mit zwei getrennten Wicklungen; klein, leicht, stoßsicher und anti-magnetisch.

Wendelpotentiometer hoher Linearität, 10 Umdrehungen, Widerstandsbereich $1000 \div 50'000 \text{ Ohm}$ Linearität $\pm 0,5\%$, Temperaturkoeffizient 0,00013.



ABTEILUNG PRÄZISIONSAPPARATE
PYROR A.G.
 2, RUE DU BELVÉDÈRE
 TÉLÉPHON 32.15.65
 GENÈVE, SCHWEIZ

Industrieschaltgeräte nach VDE 0660/52

EBERLE & CO NÜRNBERG · OEDENBERGER STR. 57/65
ELEKTRO-GMBH



Elektronische Relais

- Schweißzeitbegrenzer
- Dämmerungsschalter
- Lichtstrahlsteuerungen

Ülfuerungsautomaten nach DIN 4787

- Quecksilberrelais aller Art
- Zeitschaltwerke
- Drehmesserschalter

Temperaturregler und -begrenzer

EBERLE & CO NÜRNBERG · OEDENBERGER STR. 57/65
ELEKTRO-GMBH

ELEKTRISCHE MESSINSTRUMENTE



Schalttafel- und tragbare Meßinstrumente

- Vielfachmeßgeräte
- Betriebsstundenzähler
- Röhrenmeß-ü. Prüfgeräte

NEUBERGER
 FABRIK ELEKTRISCHER MESSINSTRUMENTE MÜNCHEN 25

2.2 Einfluß der Spannung

Drahtwiderstände zeigen grundsätzlich keine Spannungsabhängigkeit innerhalb des angegebenen Bereiches der Nennlast.

2.3 Einfluß der Frequenz

Der Drahtwiderstand kann induktionsarm gewickelt werden; bekannt ist die bifilare Wicklung, die allerdings hohe Eigenkapazität hat. Für Spezialanwendungen, beispielsweise in der Analogrechner-Technik, lassen sich hochpräzise Drahtwiderstände bis zu etwa $1\text{ M}\Omega$ mit einer verteilten Kapazität von etwa $1,5\text{ pF}$ herstellen. Diese geringe Eigenkapazität ermöglicht die Verwendung hochpräziser Drahtwiderstände bis über den Tonfrequenzbereich hinaus.

2.4 Eigenrauschen

Auch hinsichtlich der Rauscheigenschaften ist der Drahtwiderstand dem Schichtwiderstand überlegen. Sein Rauschen ist etwa 50mal geringer.

2.5 Zeitliche Konstanz

Während die zeitliche Konstanz von Kohleschichtwiderständen maximal etwa 0,5% ist (Klasse-0,5-Widerstände), ergeben sich für hochpräzise Drahtwiderstände Werte von 0,1%. Hieraus ist ersichtlich, daß diese Widerstände bei allen Anwendungen, wo höchste zeitliche Konstanz gefordert ist, unbedingt eingesetzt werden sollten.

Wenn der Anwender die Eigenschaften der beiden erwähnten Grundwiderstandstypen kritisch vergleicht, so legt er sich oft die Frage vor, welchen Widerstand er einsetzen soll.

Bei allen Gleichspannungsanwendungen, bei denen es auf enge Toleranzen und besonders hohe zeitliche Konstanz ankommt, ist grundsätzlich der Drahtwiderstand vorzuziehen. Bei Wechsellspannungsanwendungen ist dies auch der Fall, jedoch ist die Grenze für den Drahtwiderstand wegen seiner Eigeninduktivität und Kapazität durch den begrenzten Frequenzbereich gegeben.

Die bisher vielfach noch vertretene Meinung, daß sich mit Drahtwiderständen nur relativ kleine Widerstandswerte erreichen lassen, trifft heute nicht mehr zu. So werden zum Beispiel von der Firma *Resista* Drahtwiderstände mit den Abmessungen $6,5 \times 11,5\text{ mm}$ bis zu Widerstandswerten von $100\text{ k}\Omega$ hergestellt. Auch wesentlich höhere Widerstandswerte lassen sich noch bei relativ sehr kleinen Abmessungen erreichen. C. F. Schuh

REFERATE

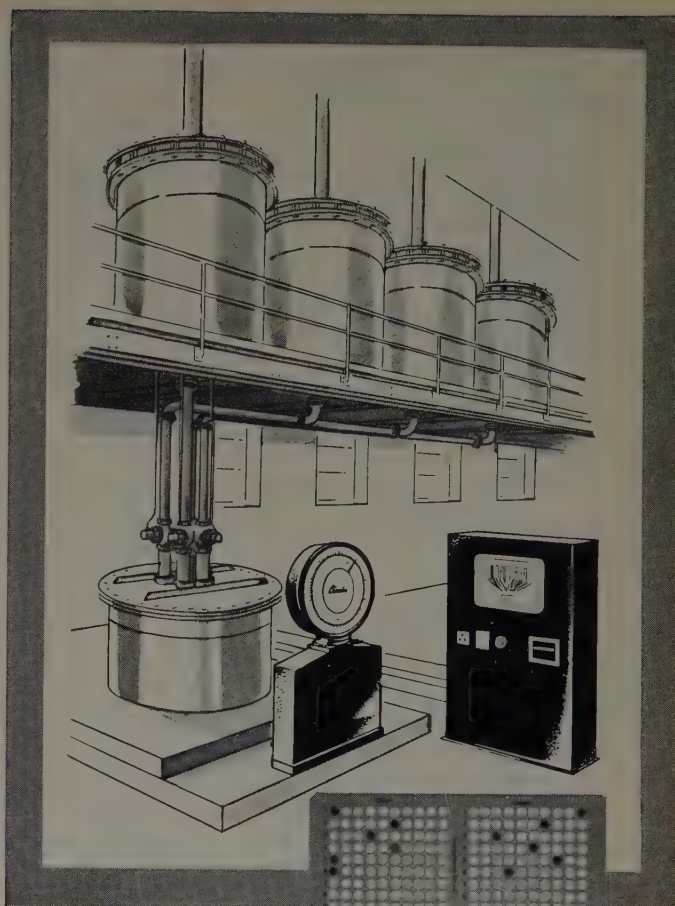
Fernsehen und das Eidophor-System*

Die Wiedergabe von Fernseh- oder Radarbildern im Großformat und mit der Helligkeit von Kinobildern ist eine aktuelle Aufgabe. Wie eine exakte Berechnung auf Grund von Erfahrungsdaten beweist, versagt die Katodenstrahl-Leuchtschirmröhre, das Bildschreiborgan der Heim-Fernsehempfänger, selbst bei besonderer Ausbildung für sehr hohe, technisch bereits unbequeme Betriebsspannungen, wenn man die Forderung einer tatsächlichen Auflösung mit 625 Bildzeilen und eines für Kinohelligkeit auf Schirmen der Größenordnung 20 Quadratmeter ausreichenden Lichtstromes streng aufrechterhält.

Das von Prof. F. Fischer, Zürich, erfundene, von Dr. E. Gretener und Mitarbeitern weiterentwickelte und in die Praxis umgesetzte Verfahren der Großbildprojektion, „Eidophor“-Verfahren genannt, ist imstande, unter gleichen Bedingungen hinsichtlich Format, für die Leuchtdichte der Bildwand etwa den 10- ... 50fachen Lichtstrom und eine dementsprechend vergrößerte Helligkeit, die sogar die des Kinos übertrifft, zu liefern. Während die Katodenstrahl-Leuchtschirmröhre in jedem Falle die Lichtleistung zur Beleuchtung der Bildwand selber aufbringen muß und dieser Umstand eine um so raschere Ermüdung des Leuchtschirmes bedingt, je mehr Licht erzeugt werden soll — hier ist nicht die Rede von den Bildröhren der Heimempfänger, bei denen die Schirmhelligkeit ungleich besser ausgenutzt wird und keine Lichtverluste durch optische Projektion entstehen —, arbeitet das Eidophor-Verfahren in der Weise, daß der Lichtstrom für die Bildwand aus einer im Prinzip beliebig starken, unabhängigen Lichtquelle, zum Beispiel einer Hochintensitäts-Bogenlampe, entnommen und an passender Stelle des Strahlenganges von Bildpunkt zu Bildpunkt mehr oder weniger durchgelassen wird, etwa so, wie die Schwärzungsverteilung eines fotografischen Positivs das reflektierte Licht von Punkt zu Punkt bildmäßig richtig dosiert.

Die Lichtquelle bestrahlt intensiv ein Barrensystern, bestehend aus etwa gleich breiten, spiegelnden Streifen und Zwischenlücken. Dieses System wird über einen Hohlspiegel rückwärts auf sich selber abgebildet, jedoch so, daß das Bild der spiegelnden Streifen auf die durchlässigen Lücken

*) Auszug aus einem Vortrag von Prof. Dr. F. Schröter, Telefunken-Forschungsinstitut, anläßlich der Professoren-Konferenz in Ulm am 27. 2. 1958



Zuwiegen durch Lochkarten steuern

Wesentliche Beschleunigung des Wiegevorganges. Ein einziger Druck auf einen Knopf setzt die BIZERBA-Abfüllwaage in Tätigkeit, die dann mittels Lochkarten die Abgabe der einzelnen Komponenten aus den Vorratsbehältern in den Wiegebehälter automatisch steuert, die Gewichte auf Kontrollstreifen registriert und den Wiegebehälter nach der Wägung wieder entleert. Es ist möglich, mit kontinuierlichem oder mit Einzelabfüllbetrieb zu arbeiten. Über technische Einzelheiten informiert Sie

Bizerba

Größte deutsche Waagenfabrik
Abt. 208B Balingen/Württ.

BIZERBA liefert: Industrie-Kleinwaagen, Plus-Minus-Waagen, Zählwaagen, Misch- und Gattierungswaagen, vollautomatische Großwaagen mit und ohne Druckapparat, Behälterwaagen, Leuchtbildwaagen, Fahrzeugwaagen, Gleiswaagen.

BIZERBA-Präzision verdient Vertrauen



ROHDE & SCHWARZ

hat auf der Deutschen Industriemesse seinen Stand am alten Platz Halle 10, Stand 451/550. Hier finden Sie auch das Produktionsprogramm der von uns vertretenen Auslandsfirmen:

BAIRD-ATOMIC, INC., USA Meßgeräte für Kernphysik

DONNER SCIENTIFIC COMP., USA Analog-Rechner, Beschleunigungsmesser u. Prüfgeräte

POLARAD ELECTRONICS CORP., USA Meßgeräte und Anlagen für Höchstfrequenztechnik und für Farbfernsehen

POLYTECHNIC RESEARCH & DEVELOPMENT CO., INC., USA Präzisions-Meßausrüstung für die Dezi-, Zenti- u. Millimeter-technik

W. G. PYE & CO. LTD., ENGLAND pH-Meßgeräte für Labor und Industrie, Lichtmarken-Instrumente für Messung von Strom, elektrostatischer Spannung u. magn. Fluß, Meßmikroskope

TEKTRONIX, INC., USA Oszillografen u. Zubehör

VARIAN ASS., USA nur für Gleichspannungsschreiber

ROHDE & SCHWARZ VERTRIEBS-GMBH
BERLIN W 30, HANNOVER, KARLSRUHE, KÖLN, MÜNCHEN

ERSA 500
ERSA 200S
ERSA 80
ERSA 30
ERSA 10/6V
ERSA T15
ERSA 100

ERSA
SEIT 1921

ERSA-LÖTKOLBEN
von 10 Watt an aufwärts
ERSA-LÖTBÄDER
von 7 ccm aufwärts
ERSA-PLASTIK-KOLBEN
zum Schweißen, Schneiden,
Siegeln von Kunststoff

Ständiger Aussteller auf der Hannover Messe Halle 11, Stand 1504

ERNST SACHS

Erste Spezialfabrik elektrischer LötKolben

Berlin-Lichterfelde-West und Wertheim am Main

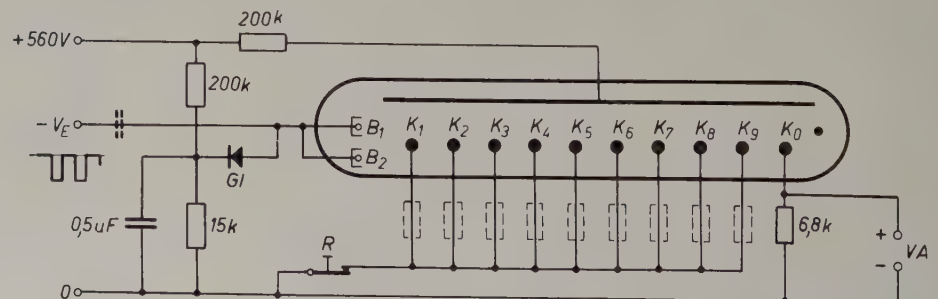
Verlangen Sie die interessante Liste 165 02



Neuentwicklungen im Röhrenbau

DEKADISCHE ZÄHLRÖHRE EZ 10

- E** Kaltkathodenröhre mit unsymmetrischen Kathoden, Resultat von Auge und elektrisch ablesbar
- E** Betrieb mit Einfachimpulsen unkritischer Form und Dauer, Zählfrequenzen von mehr als 100000 Impulsen/sek.
- E** Unübertroffen einfache Schaltung ohne Notwendigkeit für stabilisierte Betriebsspannungen



ELESTA-KALTKATHODENRÖHREN

ELESTA AG BAD RAGAZ (SCHWEIZ) · In Deutschland: Ernst-Günther Hannemann
Frankfurt/M., Gutleutstraße 11 · Tel. 33 15 94

DEUTSCHE INDUSTRIEMESSE HANNOVER HALLE 11 STAND 1203

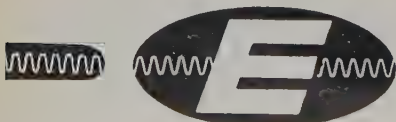
VE Eingangsimpulse, Spitzenspannung ca. 80V

VA Ausgangsimpulse an Zwischen- oder Endverstärker

GI Gleichrichter, Sperrspannung 150 V

R Rückstellaste

Die Ablesewiderstände in den Kathodenzuleitungen sind nur bei Bedarf einzubauen (Spannungsabnahme für Koinzidenzschaltungen usw.)



hinüberwandert, wenn auf größte Helligkeit gesteuert wird. Bei voller Dunkelheit hingegen kehrt alles von den Streifen zurückgeworfene Licht auf diese zurück, und es kann durch die Lücken hindurch kein Licht auf den Bildschirm gelangen. Den Wechsel von Hell zu Dunkel und umgekehrt bewirkt eine dünne, am Hohlspiegel haftende Ölschicht, auf der ein vom Bildsignal in besonderer Weise gesteuerter Katodenstrahl eine oberflächliche Kräuselung hervorbringt. Physikalisch bedeutet dies die Erzeugung eines Beugungsgitters, und dessen Wirkung besteht darin, an der Oberfläche Licht seitlich um so stärker abzulenken, je welliger die Ölschicht und je stärker also die an dem betreffenden Bildpunkt vom Fernsignal herzustellende Helligkeit ist. Das abgelenkte Licht geht durch die Lücken des Barrensystems hindurch und dient dazu, die Ölschicht mittels eines Projektionsobjektivs auf dem Wandschirm abzubilden, wo sie sich als eine Verteilung von Hell und Dunkel darstellt.

Es sind also die Elektronen des Katodenstrahls, die infolge elektrischer Aufladung des Öls dessen Welligkeit hervorrufen. Man muß daher auch dafür sorgen, daß dort, wo beim nächsten Überstreichen desselben Bildpunktes ein anderer Tönungswert entstehen soll, die Aufladung genügend abgeklungen ist. Für Schwarz muß die Oberfläche wieder vollkommen glatt sein, damit keine Abbeugung von Licht, das heißt störende Schirmaufhellung, eintritt. Das Zusammensinken der Flüssigkeitswellen ist die Folge der Oberflächenspannung, die Schnelligkeit dieses Vorganges wird durch den Zähigkeitsgrad des Öles geregelt. Besondere Maßnahmen zur Sicherung der richtigen Bedingungen, wie Kühlung auf eine bestimmte Temperatur und ständige Erneuerung des Ölfilms durch langsame Rotation des Hohlspiegels, durch Abstreifen auf gleichmäßige Dicke sowie durch Reinigung in einem dauernden Kreislauf, sind erforderlich. Da die Apparatur mit einem abgelenkten und modulierten Katodenstrahl arbeitet, sind dessen Erzeugungssystem und der rotierende Hohlspiegel in einem Vakuumgefäß untergebracht, in welchem die nötige hohe Luftleere durch ein kleines, ständig laufendes Pumpenaggregat unterhalten wird.

Die hohe Lichtleistung des Eidophor-Systems ist heute auf keine andere Weise erreichbar und prädestiniert das Verfahren auch für das Farbenfernsehen in Großbildformat. Mit einem besonders konstruierten sogenannten „Simultan-Farbprojektor“ sind durch Deckung der drei gleichzeitig erzeugten Farbauszüge Bilder von unübertroffener Brillanz und Treue der Wiedergabe natürlicher Farben erzielt worden.

T A G U N G E N

Professoren-Konferenz in Ulm

Vom 26. bis 28. 2. 1958 fand im *Telefunken*-Forschungsinstitut in Ulm eine Professoren-Konferenz auf dem Gebiet der Fernmeldetechnik statt, an der auch namhafte Wissenschaftler deutscher Hochschulen teilnahmen. Es wurden die neuesten Forschungen und Untersuchungen über die Entwicklung von Mikrowellenröhren sowie Hochfrequenz- und Hochleistungstransistoren diskutiert.

Fachtagung Elektroakustik

Die Fachgruppe 17 „Elektroakustik“ der *Nachrichtentechnischen Gesellschaft im VDE (NTG)* hält vom 4. bis 6. 9. 1958 in München eine Fachtagung „Elektroakustik“ (Lautstärke, Raum- und Bauakustik, Schallübertragung) ab.

Den Ausstellungsstand
der technisch-wissenschaftlichen Zeitschrift

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU

auf der

Deutschen Industrie-Messe Hannover 1958

finden Sie in

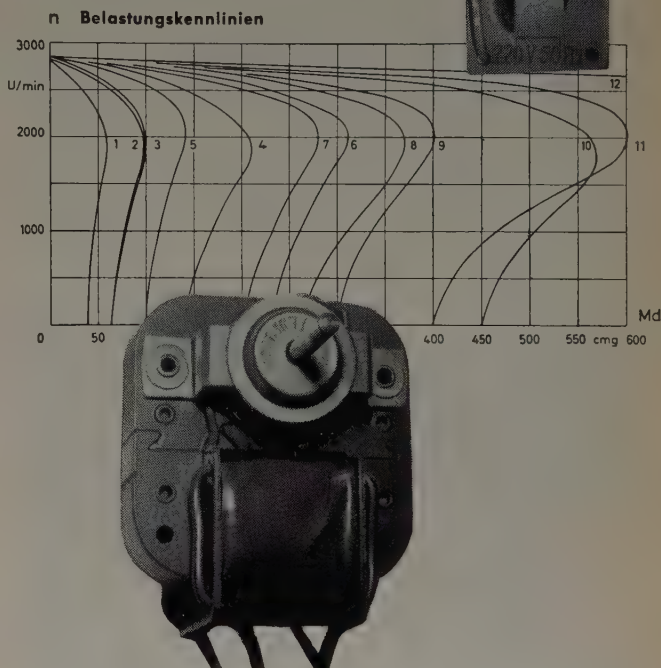
Halle 11, Stand 35

Wir würden uns freuen, Sie dort begrüßen zu können.

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH
HELIOS-VERLAG GMBH · Berlin-Borsigwalde



Lorenz-Spaltpolmotoren



sind millionenfach bewährte asynchrone Kleinmotoren.

Ihre besonderen Vorzüge sind gutes Anzugsmoment, konstante Drehzahl, geräuscharmer Lauf, keine Funkstörung, wartungsfreier Betrieb. Lieferbar in 5 Baugrößen mit 0,8 bis 18 Watt Leistungsabgabe bei Netzspannung.

Vielseitig verwendbar für Plattenspieler und Plattenwechsler, Magnetongeräte, Heimprojektoren, Regeleinrichtungen, Ventilatoren und Lüfter, Kleinpumpen, Ölfeuerungen, Spielautomaten, Reklamelaufwerke u. a. m.

Verlangen Sie unser Technisches Datenblatt 134-28-4!

LORENZ



C. Lorenz AG Stuttgart-Zuffenhausen

Bitte besuchen Sie uns in Halle 11 Stand 27 auf der Deutschen Industriemesse Hannover

Die Direktschrift-Protokollierung schnellveränderlicher Meßgrößen

wird zur Leistungskontrolle von Maschinen und zur Überwachung der Qualität von Endprodukten in fortschrittlichen Industriebetrieben, in der Energie-Wirtschaft und bei technischen Überwachungsstellen mehr und mehr zur unabdingbaren Forderung. — HELLIGE bietet hierzu die leistungsfähigen und universell adaptierbaren Registriergeräte der Typenreihe „helcoscriptor“



Hellige

FRITZ HELLIGE & CO., GMBH
FREIBURG IM BREISGAU

Einfach- und mehrfachschreibende Geräte — Gestochen scharfe Schwarz-Weiß-Schrift auf thermosensitivem Papier — Aufzeichnung im Bereich von 0 bis 120 Hz mit konstanter Amplitude — Normal-Schreibspurbreite 30 mm — Nicht lineare Verzerrungen $\leq 2\%$ — 10 mm Schreibzeigerausschlag für 1 V_{SS} Eingangsspannung — Verstärker-Eingangsimpedanz 1,2 MO, 40 pF

helcoscriptor

AUS INDUSTRIE UND WIRTSCHAFT

Jahresbericht der Fachabteilung Rundfunk und Fernsehen

Dem Jahresbericht der Fachabteilung 14 im ZVEI ist zu entnehmen, daß der Gesamtproduktionswert von Rundfunk- und Fernsehgeräten, der im Vorjahr zum ersten Male die Milliardenengrenze überschritten hatte, im Jahre 1957 um weitere 18% gestiegen ist und damit die Rekordhöhe von 1243 Mill. DM erreicht hat. Die Fernsehempfänger-Produktion einschließlich der kombinierten Empfänger betrug 1957 808000 Stück (im Vorjahr 595000 Stück) mit einem Produktionswert von 476 Mill. DM. Die 53-cm-Bildröhre setzte sich noch stärker durch. Während der Anteil der 43-cm-Geräte von 1955 bis 1957 um 20,7% auf 57,3% zurückging, stieg in demselben Zeitraum der Anteil der 53-cm-Geräte um 22% auf 41%. An dem Produktionsverhältnis von Tisch- und Standgeräten hat sich kaum etwas geändert; Tischgeräte dominieren mit einem Anteil von 77,7% nach wie vor. Der Wert der 179000 exportierten Fernsehgeräte erhöhte sich gegenüber dem Vorjahr (56800 Stück) von 30,8 Mill. DM auf 97 Mill. DM, das heißt um rund 200%. Die Produktion von Rundfunkgeräten aller Art einschließlich der Musiktischen betrug 3,850 Mill. Stück (Vorjahr 3,865 Mill.). An Rundfunkgeräten aller Art, jedoch ohne Kombination mit Phono, wurden 1957 etwa 3,3 Mill. Stück mit einem Produktionswert von 524 Mill. DM produziert. Trotz des Rückgangs um 200000 Tischgeräte hat sich die Gesamtproduktion nur wenig verändert, weil Kofferradios und Autoempfänger sich stärker durchsetzten. Die Produktion von Kofferradios erhöhte sich um 21%, von 247000 auf 300000 Stück, die der Autoradios um 4,5% von 265000 auf 277000. Bei kombinierten Rundfunkgeräten (Musiktischen) stieg die Produktion um etwa 30% auf 584000 Stück mit 243 Mill. DM Produktionswert. Der Export von Rundfunkgeräten aller Art ging von 1,56 Mill. auf 1,53 Mill. Stück zurück, jedoch stieg der Produktionswert trotz des Rückgangs der Stückzahl von 250 Mill. DM auf 278 Mill. DM an, weil sich der Durchschnittswert der exportierten Geräte erhöht hat. Der Gesamtausfuhrwert von Rundfunk- und Fernsehgeräten erhöhte sich um 34%, von 280 Mill. D-Mark auf 375 Mill. DM. Beachtenswert ist die Zunahme des Anteiles der Fernsehempfänger, der von 11% im Jahre 1956 auf fast 26% im Jahre 1957 stieg.

Leipziger Frühjahrsmesse 1958

Die Leipziger Frühjahrsmesse 1958 (2. bis 11. März) setzte die alte Tradition der Leipziger Messe fort. In diesem Jahr stellten 9669 Aussteller aus 43 Ländern auf einer Gesamtausstellungsfläche von 287225 qm in 16 Messehäusern, 22 Messehallen, 17 Pavillons sowie auf dem umfangreichen Freigelände aus. 1516 Aussteller vertraten auf 44514 qm das Angebot von 41 ausländischen Staaten, davon 209 Außenhandelsgesellschaften der sozialistischen Länder auf 27916 qm und 1307 Firmen aus dem westlichen Ausland auf 16598 qm. 1464 Aussteller aus der Bundesrepublik belegten 36784 qm Fläche. Insgesamt wurde die Messe von 573000 Besuchern aus 73 Ländern besucht, davon 25300 aus der Bundesrepublik.

Die Gesamtumsätze der Außenhandelsunternehmen der DDR erreichten nach vorläufigen Angaben 2485 Mill. DM. Von den Exportverträgen in Höhe von 1920 Mill. DM entfallen auf die sozialistischen Länder 1376 Mill. D-Mark, auf die Bundesrepublik 212 Mill. DM. An den Importverträgen in Höhe von 565 Mill. DM hat der innerdeutsche Handel einen Anteil von 118 Mill. DM.

Einen ausführlichen Bericht über die Gebiete Rundfunk, Fernsehen und Phono brachte die FUNK-TECHNIK bereits im Heft 6/1958, S. 183—190. Im nächsten Heft der ELEKTRONISCHEN RUNDSCHAU werden wir über einige interessante Entwicklungen auf dem Gebiet der Elektronik berichten.

Arbeitskreis Luftfahrttelektrik

Im Zentralverband der Elektrotechnischen Industrie (ZVEI), Frankfurt a. M., wurde ein Arbeitskreis für Luftfahrttelektrik gebildet, der die Aufgabe hat, die Belange der Hersteller elektrotechnischer Luftfahrtgeräten zu koordinieren. Zum Vorsitzenden wurde Ing. R. Herrmann, Siemens-Schuckertwerke, Erlangen, berufen. Die Geschäftsführung des Arbeitskreises liegt bei W. Fricke, ZVEI, Frankfurt a. Main.

INTERKAMA 1960 wieder in Düsseldorf

Das Präsidium der INTERKAMA 1957 hat in seiner letzten Sitzung in Frankfurt a. M. beschlossen, den zweiten Internationalen Kongreß mit Ausstellung für Meßtechnik und Automatik vom 2. bis 10. 11. 1960 als INTERKAMA 1960 in Düsseldorf zu veranstalten.

ELEKTRONISCHE STEUER- UND REGELGERÄTE

ELEKTRONISCHE ZEITRELAIS
PROGRAMMSTEUERUNGEN
DEKADEN FÜR SCHNELLZÄHL-
EINRICHTUNGEN UND ANDERE
ANWENDUNGEN
KONTAKTSCHUTZRELAIS
SCHWEISSZEITBEGRENZER
LICHTELEKTRISCHE STEUERUNGEN

ELEKTRO-APPARATE- UND RELAIS-BAU

VONA



GEBR. v. ALTEN
KRONBERG IM TAUNUS
FERNRUF 2534 • FERNSCHREIBER 041 1298

Wir stellen aus: Deutsche Industriemesse Hannover 1958, Halle 10, Stand 754

Ring- kerne

in Miniatur-Ausführung bis zu kleinsten Restlochdurch-
messern.

Wir verarbeiten hochpermeable- und Ferrit-Ringkerne
aller Arten für die verschiedensten Verwendungszwecke
(z. B. für Impuls-Anlagen mit extrem kurzen Schaltzeiten)
bei Drahtstärken $\cong 0,04 \text{ mm } \varnothing$.

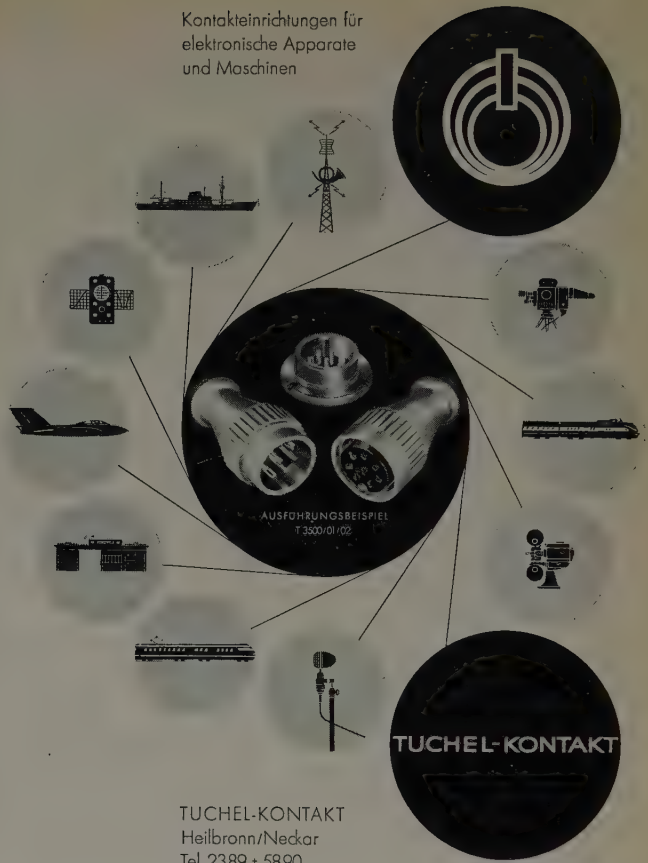
Unser Fertigungsprogramm umfaßt offene - getränkte
(vacuumgetränkte) - Gießharz-Typen mit freien Enden
zum direkten Einlöten in die Schaltung oder mit Noval-
sockel zum Stecken - Sonderwünsche werden berück-
sichtigt.

Wir wickeln Groß- und Kleinserien - für Laborbedarf auch
Einzelstücke bei äußerst kurzen Lieferzeiten. Bei Kern-
gestaltung führen wir ebenfalls Lohnaufträge durch. Bitte
fragen Sie an, wenn Sie irgendeinen Kleinst-Ringkern-
Übertrager benötigen.

WALTER ABETZ

Techn.-phys. Werkstätten • Stuttgart W, Ludwigstr. 49/1

Kontakteinrichtungen für
elektronische Apparate
und Maschinen



TUCHEL-KONTAKT
Heilbronn/Neckar
Tel. 2389 • 5890
Telex 0728/816

Bitte informieren Sie sich näher auf der Deutschen Industrie-Messe
Hannover, Halle 10, Erdgeschoß Stand 358
Weltausstellung Brüssel im Pavillon TELECOMMUNICATION
und ELECTRIQUE

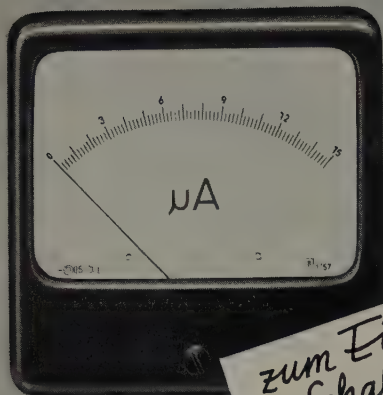
IN GIESSHARZ-AUSFÜHRUNG

WIDERSTÄNDE KONDENSATOREN



ERNST ROEDERSTEIN SPEZIALFABRIK FÜR KONDENSATOREN G.M.B.H. LANDSHUT/BAY.
RESISTA FABRIK ELEKTRISCHER WIDERSTÄNDE G.M.B.H. LANDSHUT/BAY.
ROEDERSTEIN & TURK KG FABRIK ELEKTRISCHER BAUELEMENTE KIRCHZARTEN b. FREIBURG/BR.

ELEKTRISCHE MESSINSTRUMENTE



*zum Einbau
in Schaltungen
und Geräte*

WEIGAND

ERLANGEN / BAYERN

HENGSTLER- ZÄHLER



Einstellbare Wiederholungszähler

mit mechanischem Antrieb zur Unterteilung des Produktionsablaufs in bestimmte Abschnitte

Elektrische Impulszähler

für hohe Schaltgeschwindigkeiten und mit geringer Leistungsaufnahme

Mechanische Zähler aller Art



J. HENGSTLER KG.
Zählerfabrik Abt. R 2
ALDINGEN KREIS TUTTLINGEN

NEUE BÜCHER

Les Semiconducteurs

Von G. Goudet und C. Meuleau. Paris 1957, Editions Eyrolles. 439 S. m. 108 B. u. 4 Bildtaf. 16 × 25 cm. Preis in Ganzl. geb. 5500 fr.

Diese Monographie führt in ihrem 1. Teil zunächst in die physikalischen Grundlagen der Halbleiter ein und stellt an den Beginn dieses Teiles einige Kapitel über die wichtigsten Gesetze der Wellen- und Quantenmechanik, soweit diese zum Verständnis der Bewegung elektrischer Ladungen in Kristallen und zur Erklärung der Wirkungsweise von Halbleitern benötigt werden. Der 2. Teil beschäftigt sich dann ausführlich mit der Halbleitertechnologie (Aufbau und Eigenschaften der Kristalle, Vorbereitung der Kristalle, Physikalische und technische Messungen an Halbleiter-Kristallen) und der 3. Teil endlich mit den wichtigsten Anwendungen. Dieser Teil ist sehr umfassend, denn er behandelt Thermistoren und Varistoren, Kristall-Dioden und Gleichrichter, Kristall-Trioden und -Tetroden sowie Anwendungen der Halbleiter bei Photoelementen, Phototransistoren, Hall-Generatoren und Infrarot-Modulatoren. Physiker und Ingenieure werden sich dieser guten Darstellung ebenso gern bedienen wie Studierende, wenn sie einen umfassenden Überblick über eines der interessantesten Gebiete der modernen Forschung gewinnen wollen, über ein Gebiet, das in ungewöhnlich kurzer Zeit den weiten Weg von der physikalischen Erkenntnis bis zur weitverbreiteten technischen Anwendung zurückgelegt hat. *Rö.*

Elektrische und magnetische Potentialfelder

Von H. Buchholz. Berlin/Göttingen/Heidelberg 1957, Springer-Verlag. XIX, 552 S. m. 202 B. Gr. —8°. Preis in Ganzl. geb. 72,— DM.

Mit sehr viel Liebe und großer Sorgfalt hat der Verfasser es verstanden, das weite Gebiet der Potentialfelder wissenschaftlich exakt und doch verständlich darzustellen. Nicht nur der Studierende der Elektrotechnik und der theoretisch forschende Ingenieur, sondern auch der Physiker und Mathematiker werden deshalb dieses Buch immer wieder gern als zuverlässigen Führer und Berater zur Hand nehmen.

Nach der Methode der Partikularlösung werden Randwertaufgaben aus dem Gebiet der Elektrostatik und Magnetostatik sowie der elektrischen Strömung ausführlich behandelt, wobei auch das Hochfrequenzfeld zwischen parallelen Leitern mit einbezogen ist. Von den zahlreichen durchgerechneten Aufgaben seien hier nur genannt: Potentialanhub eines kugelförmigen Erders im Strömungsfeld einer punktförmigen Elektrode, Stromspule innerhalb eines vollkommen permeablen, aufgeschlitzten Ringkörpers, Zunahme der Induktivität von Spulen mit offenem Eisenkern und Magnetische Felder bei Anwesenheit von Eisen. Die nachstehende stichwortartige Inhaltsangabe möge ein Bild von der Vielseitigkeit des behandelten Stoffes geben, mit der dieses Buch eine Lücke im deutschen Schrifttum füllt.

Inhalt: Physikalische Grundgesetze — Mathematische Hilfsmittel für die Integration der Gleichung von Laplace — Ebene elektrische Felder — Ebene elektrische Felder von Hochfrequenzleitern — Räumliche elektrische Felder — Räumliche magnetische und hochfrequente Felder — Ebene magnetische Felder — Mathematischer Anhang. *Rdt.*

Theorie und Technik der Pulsmodulation

Von E. Hölzler und H. Holzwarth. Berlin/Göttingen/Heidelberg 1957, Springer-Verlag. XIV, 505 S. m. 417 B. u. 3 Taf. Gr. —8°. Preis in Ganzl. geb. 57,— DM.

Von den verschiedenen Modulationsverfahren der Nachrichtentechnik ist in den letzten Jahren die Pulsmodulation stark in den Vordergrund gerückt. Mit dem vorliegenden Werk haben die Autoren die umfassendste Darstellung dieses Gebietes in deutscher Sprache geschaffen, die sowohl zur Einführung in diese Technik als auch als Hilfsmittel bei der Bearbeitung von Spezialfragen empfohlen werden kann.

Das 1. Kapitel gibt einen Überblick über die gebräuchlichen Übertragungsverfahren, die beiden nächsten behandeln die Grundgesetze der Pulsmodulation und die Grundschaltungen der Pulsmodulationstechnik. Die Übertragungsverzerrungen bei Pulsmodulation und der Einfluß von Geräuschen auf pulsmodierte Schwingungen sind auf fast 160 Seiten besonders ausführlich dargestellt. Die Ausführungen über den Aufbau von Nachrichten-Übertragungssystemen mit Pulsmodulation werden insbesondere den Praktiker interessieren, denn sie sind über den Anwendungsbereich in der Nachrichtentechnik hinaus heute auch für Impuls-Meßverfahren, Ortung und Automatisierung von aktuellem Interesse. Alles in allem: ein Buch, dem weite Verbreitung zu wünschen ist. *-th*

Alle besprochenen Bücher können bei der HELIOS Buchhandlung und Antiquariat GmbH, Berlin-Borsigwalde, bestellt werden

ELRU - Informationen

Wünschen Sie ausführliche Informationen über die in diesem Heft besprochenen Geräte und Anlagen oder über die im Anzeigenteil angekündigten Erzeugnisse?

Dann geben Sie uns bitte auf anhängender Karte durch Ankreuzen der jeweiligen Kennzahlen Ihre Wünsche bekannt. Wir geben Ihre Wünsche gern kostenlos und ohne Verbindlichkeiten für Sie an die Hersteller weiter.



ELRU - Informationen

4
1958

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU

ELRU - Informationen

Ich wünsche unverbindlich weitere Informationen über die Erzeugnisse, deren Kennzahlen angekreuzt sind, sowie über folgende im Anzeigenteil angekündigte Geräte und Anlagen.

161 162 163 164 165 166 167 168 169 170 171 172 173 174 175 176 177 178 179 180
181 182 183 184 185 186 187 188 189 190 191 192 193 194 195 196 197 198 199 200
201 202 203 204 205 206 207 208 209 210 211 212 213 214 215 216 217 218 219 220

Seite

Firma

Erzeugnis

Seite

Firma

Erzeugnis

Anzeigenteil

(Name, Vorname, Beruf)

(Firma)

(Wohnort, Straße, Hausnummer)

Neue Erzeugnisse • Industrie-Druckschriften

AEG Elektro-Pinsel

Es erschien die neue Druckschrift „Z 40c/57 101“, die über das elektrostatische Farbspritzen informiert. **ELRU-Information 167**

Applied Research Inc. UHF-Konverter „UHC-R“

Die vier Ausführungen dieses UHF-Konverters setzen Frequenzen im Bereich 400...525 MHz, 525...650 MHz, 650...775 MHz, 775...900 MHz mit mindestens 50 dB Verstärkung wahlweise auf 30 oder 60 MHz um. Eingangs- und Ausgangsimpedanz: 50 oder 75 Ω ; Rauschzahl: 5,5/6,5/7,5/8,5 dB. **ELRU-Information 168**

Elektromeßtechnik Wilhelm Franz

Magnetton-Laufzeitregler
Es erschien das Prospektblatt „MLR 76“ über Magnetton-Laufzeitregler. **ELRU-Information 169**

Elektro Spezial Industrie-Elektronik 4/1957

Die letzte Ausgabe der Hauszeitung enthält u. a. Beiträge über „Elektronische Messungen an Dieselmotoren“, „Elektronische Messung kurzer Zeiten zur Bestimmung des Laufwiderstandes von Fahrzeugen“, „Oszillographische Untersuchungen der Drücke in Benzinleitungen“ und „Zur Praxis der Anwendung

radioaktiver Isotope als Indikatoren“, II. Teil.

ELRU-Information 170

English Electric Valve Co. Voltage Stabilisers and Reference Tubes

Auf 40 Seiten gibt diese Druckschrift zunächst eine Einführung in die Anwendung von Stabilisatorröhren sowie über den Temperaturkoeffizienten und die Frequenzabhängigkeit der Impedanz dieser Röhren. Es folgen die technischen Daten von 18 Stabilisatorröhren und 5 Spannungs-Referenzröhren. **ELRU-Information 171**

Evershed & Vignoles Ltd. Differenzdruck-Transmitter „ER. 125“

Dieser Meßwertwandler gibt je nach Ausführung bei Drücken von 70 kg/cm² einen Gleichstrom von 0...5 bzw. 0...15 bzw. 0...30 mA ab, der Differenzdrücken bis zu 5000 mm proportional ist und zur Fernübertragung des Meßwertes oder für Regelungszwecke benutzt werden kann. **ELRU-Information 172**

Ferranti

Valves and Television Tubes
Dieses Röhren-Taschenbuch bringt in der üblichen Tabellenform die Betriebsdaten und Sockelschaltungen der Ferranti-Empfänger- und Fernseh- sowie u. a. der

Hochspannungsgleichrichterröhren, Thyratrons, Kaltkathodenröhren, Stabilisatorröhren und Fernseh-Bildröhren. Eine sehr ausführliche Äquivalenzliste bildet den Abschluß.

ELRU-Information 173

General Motors Corp. Leistungstransistoren

Es liegen die Datenblätter vor für die pnp-Leistungstransistoren 2N173, 2N174, 2N277 und 2N278 für 12 oder 28 V Betriebsspannung, die in luftdicht verschlossenen, mit Schutzgas gefüllten Gehäusen geliefert werden. In Klasse-A-Einstellung geben die 12-V-Typen 2N173, 2N277 und 2N278 bei 10% Klirrfaktor 14 W und in Klasse-AB-Einstellung 25 W Ausgangsleistung ab, der 28-V-Typ 2N174 20 W bzw. 85 W. Die Kollektorverlustleistung ist 55 W. **ELRU-Information 174**

General Radio

General Radio Experimenter Nr. 9

Es wird u. a. über die Kapazitätsmeßbrücke „P-582“ zur Eichung von Prüfgeräten für kapazitive Kraftstoffmesser berichtet. **ELRU-Information 175**

Manufacture Pyror Präzisions-Wendelpotentiometer

Für Fernmessungen, Servome-

chanismen, Industrie-Steuerungen, elektronische Rechenmaschinen und Luftfahrtgeräte liefert die Firma Präzisions-Wendelpotentiometer mit $3600 \pm 3^\circ$ nutzbarem Drehwinkel. Die Toleranz des Gesamtwiderstandes ist besser als $\pm 5\%$, die Linearität besser als $\pm 0,5\%$. Die Potentiometer sind bei max. 60°C Umgebungstemperatur im Dauerbetrieb mit 2 W belastbar. **ELRU-Information 176**

Novotechnik

Technische Mitteilungen, 2. Folge

Die vorliegende Ausgabe bringt technische Einzelheiten über die Anwendung der NT-Fernübertragungssysteme, einen neuen 8-W-Stellmotor mit elektromagnetischer Bremse sowie über ein neues Funktionspotentiometer mit logarithmischer Kennlinie und zwei neue Stabpotentiometer mit 110 und 210 mm Meßlänge. **ELRU-Information 177**

Philips

Kinotechnik Heft 25

Für den Ingenieur sind u. a. die Beiträge „Berechnung von Baßreflexgehäusen“ und „Anforderungen an das Lichtspieltheater für Breitbildprojektion auf eine stark gekrümmte Bildwand“ von besonderem Interesse. **ELRU-Information 178**

4

1958

enthält in den März- / Aprilheften u. a. folgende Beiträge:

2. Märzheft 1958 (Nr. 6)

Künstliche Erdtrabanten als Instrumente der Forschung
Ausrüstung moderner Verkehrsflugzeuge mit funktechnischen Hilfsmitteln für Nachrichtenaustausch und Funknavigation
Fernseh-Bildröhren mit 110° Ablenkung
Ein neuer Einseitenbandmodulator
Programmgesteuerte elektronische Rechenmaschinen — Technische Grundlagen
Über die gehörrichtige Lautstärkeregelung in den Studios der Rundfunkanstalten
Ein 10-W-Transistor-Modulator
Lautsprecher-Kombination für Zweikanal-Verstärker
Ein aktuelles Thema — Die stereophonische Schallplatte
Die große funktechnische Schau in Leipzig
Gebräuchliche Torschaltungen für Kurzzeitmessungen
So arbeitet mein Fernsehempfänger (22)

1. Aprilheft 1958 (Nr. 7)

Technische Einzelheiten aus dem Autosuper-Programm 1958/59
Koffereempfänger für Reise und Heim
Technik der HF-Therapiegeräte
Elektrische Messung nichtelektrischer Größen —
Temperaturmessungen mit Thermoelementen
Ein 2-m-Doppelsuper
Ein Allstrom-Kleinsuper für KML
Kurzzeitfoto-Zusatzgerät
Einfacher Verstärker für Kondensatormikrofone
Die Fernseh-Bohrlochsonde
Wirkungsweise und Schaltungstechnik der Elektronenröhre (21)

FT-Kurznachrichten · Aus dem Ausland · Von Sendern und Frequenzen
Aus Zeitschriften und Büchern · Service-Technik
Beilagen: Schaltungstechnik · Der Oszillograf als Meßgerät

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH · Berlin-Borsigwalde

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU

POSTKARTE

ELRU-Informationen

BERLIN-BORSIGWALDE

Eichborndamm 141-167

Remington Rand

Sie und das Elektronengehirn
Diese kleine Broschüre enthält in populärer Darstellung ein „Wörterbuch der elektronischen Rechenanlagen“ sowie als Beilage ein kleines Fachwörterregister mit den deutschen Übersetzungen einiger wichtiger englischer Fachwörter. **ELRU-Information 179**

**Siemens Edison Swan Ltd.
Industrial Valves
and Cathode Ray Tubes**

Der 40seitige Katalog enthält Tabellen zur Bestimmung der für den jeweiligen Anwendungszweck in Frage kommenden Röhre, eine Äquivalenzliste und dann eine Zusammenstellung der wichtigsten technischen Daten u. a. von Senderröhren (3...25 kW), Einweg-Hochspannungsgleichrichterröhren (10...50 kV), Niederspannungsgleichrichterröhren (30 bis 75 V), Gastrioden, Vakuum-Verzögerungsschalter, Photozellen, Photo-Multiplier, kommerzielle Röhren, Oszillografenröhren und Radar-Bildröhren. **ELRU-Information 180**

Siemens & Halske

**Gedruckte Schaltungen
für Baugruppen**

Über Aufbau und Eigenschaften gedruckter Schaltungen für Baugruppen aller Art unterrichtet „Technischer Informationsdienst IX/1“. Er bringt unter anderem technische Daten der kupferkaschierten Isolierstoffplatten so-

wie Hinweise auf Unterlagen für die Herstellung gedruckter Schaltungen. **ELRU-Information 181**

Steatit Magnesia

Stemag-Nachrichten Nr. 22

Das neue Heft der technisch-wissenschaftlichen Werkszeitschrift berichtet u. a. über „Die Temperaturwechselbeständigkeit poröser keramischer Isolierstoffe für die Elektrotechnik“, „Über die Anwendung von Keramik in der Gastechnik“ sowie über den „Entwicklungsstand auf dem Gebiet der Ferrite mit rechteckförmiger Hystereseschleife“. **ELRU-Information 182**

Technical Associates

Scintillationszähler „SD-1“

In dem mit Blei abgeschirmten Gehäuse sind ein NaJ-Kristall (1" x 1"), der magnetisch abgeschirmte RCA-Photomultiplier 6199 und der Vorverstärker untergebracht. Der NaJ-Kristall zum Nachweis von Gammastrahlen kann durch für Alpha- oder Betastrahlen empfindliche Phosphore ersetzt werden. Es lassen sich wahlweise drei Typen von Kollimatoren aufsetzen. **ELRU-Information 183**

TeKaDe

TeKaDe-Mitteilungen Nr. 4

Die vorliegende Ausgabe enthält technische Einzelheiten über den Transistoren-Verstärker „BTM 12/10e“ und die UKW-Hand-Funksprechgeräte. **ELRU-Information 184**

Telefunken

**Transistor-Meßgerät
„teletrans 1“**

Dieses Meßgerät, über das die Druckschrift „IB 160/1“ unterrichtet, ist ab Juli 1958 aus serienmäßiger Fertigung lieferbar. **ELRU-Information 185**

Verkehrsradar „VRG 2“

Der Prospekt „IB 161“ unterrichtet über Verwendungszweck, Wirkungsweise und technische Daten des Verkehrsradars, das den Dopplereffekt zur Geschwindigkeitsmessung ausnutzt. **ELRU-Information 186**

Teleport IV

Der Prospekt „IB 159“ bringt die technischen Daten des tragbaren FM - UKW - Mehrkanal - Funksprechgerätes „Teleport IV“. **ELRU-Information 187**

Neue Oszillografen-Röhren

Über die technischen Daten der Oszillografen-Röhren DB 7-74, DG 7-74, DG 7-74 A, DN 7-74, DB 13-18, DG 13-18, DN 13-18, DG 13-58 und DN 13-58 unterrichtet ein 4seitiges Faltblatt. **ELRU-Information 188**

UAC Electronics

DC-Konverter

Vorzugsweise zum Einbau in mobile Funkgeräte sind diese DC-Konverter bestimmt. Zur Stromversorgung von Empfängern aus einer 6-V-(12-V-)Batterie

geben sie 250 oder 290 V, 80 mA (250 oder 290 V, 80 mA bzw. 250 V, 130 mA) ab, der für Sende-Empfangsgeräte bestimmte Typ bei 12 V Speisespannung 550 V, 165 mA, und 270 V, 150 mA sowie — 55 V, 10 mA. Temperaturbereich — 40...+ 70°C. **ELRU-Information 189**

Valvo

Gedruckte Schaltungen

Ein neuer Prospekt enthält ausführliche technische Angaben über Valvo-Leiterplatten nach dem Kupferätzverfahren und nach dem Silberpulververfahren sowie über das Basismaterial für die Leiterplatten und gibt Hinweise für das Anfertigen der Zeichnungen. **ELRU-Information 190**

Vibro-Meter

**Pressenkraft-Kontrollgerät
„BM-10/PR“**

Dieses besonders einfache und robuste Betriebsüberwachungsgerät ist auch als Überlastschutz und Überlastzählgerät für Pressen, Stanzen und Walzwerke geeignet. Die minimal notwendige Pressenkraft wird durch Aufleuchten einer grünen Lampe angezeigt, die für die Preß- oder Stanzform maximal zulässige Kraft durch eine gelbe Warnlampe und Überschreitung der zulässigen Belastung durch eine rote Lampe, Unterbrechung der Stromzufuhr und Betätigung eines Impulszählers. **ELRU-Information 191**

A. SANDER

Ein Breitbandstrahler variabler Wellenlänge mit kontinuierlich regelbarer Anpassung im Bereich $\lambda = 30 \dots 70$ cm

Der neue regelbare Breitbandstrahler ist für die Mikrowellen-Therapie bestimmt. Auswechselbare Blenden und Trolitul-Einsätze gestatten verschiedene Anwendungsarten bei Wellenlängen zwischen etwa 30 und 70 cm. Der eingebaute Resonanztransformator sorgt für optimale Anpassung an das Speisekabel. Die theoretischen Grundlagen der Konstruktion werden behandelt.

K. HEINE

Das Messen extrem kurzer Nachleuchtzeiten bei elektronisch erregten Luminophoren

Es werden hier eine Methode und ein Gerät beschrieben, mit denen es möglich ist, Nachleuchtzeiten von Luminophoren zu messen. Der Meßbereich liegt in den Grenzen zwischen 10^{-8} bis etwa $3 \cdot 10^{-8}$ s. Die Anzeige erfolgt mit einem Elektronenstrahl-Oszillografen und gibt die naturgetreue Abbildung der Zeitfunktion wieder. Die Messung selbst wird bei elektronischer Anregung in einer evakuierten Röhre durchgeführt.

H. LENNARTZ

Ein Magnetbandgerät für Ultraschallfrequenzen

Mit Hilfe des hier beschriebenen Zusatzgerätes läßt sich mit einem Studio-Magnettongerät der Frequenzbereich 0,5...120 kHz (bevorzugt 1...100 kHz) aufnehmen und wiedergeben. Die Wirkung der Größe des Vormagnetisierstromes an der oberen Frequenzgrenze wird untersucht und für verschiedene Bandsorten diskutiert. Die für die Ausführung des Aufnahmeverstärkers, der Einspeisung von Signal- und Vormagnetisierstrom und der Entzerrung im Wiedergabeverstärker maßgeblichen Gesichtspunkte sind behandelt.

Bericht von der Leipziger Frühjahrsmesse 1958

Der Bericht gibt Kurzübersichten über einige Neuheiten, die von Herstellern aus der DDR ausgestellt wurden, und zwar auf den Gebieten Verkehrs- und Richtfunkanlagen, Schiffsfunk, Fischortungsgeräte, Meßtechnik, HF-Industrieanlagen, Steuerungs- und Regelungstechnik sowie Elektromedizin.

F. WEITZSCH

Von der Aussagelogik zur logischen Algebra

Operationen mit Aussagen, die entweder „wahr“ oder „falsch“ sein können, sind vielfach unbequem. Man versucht deshalb, die oft recht komplizierten logischen Überlegungen durch mathematische Methoden zu ersetzen. Dies gilt auch für elektronische Schaltaufgaben. Hier bedient man sich beispielsweise des binären Rechnens mit den Zahlen 0 und 1. Dabei beschränken sich die Aufgaben nicht auf gewöhnliche Rechenoperationen, sondern es kommen auch Aufgaben aus der Kombinatorik vor.

H. NOTTEBOHM

Ein elektronischer Zähler mit Kaltkathodenröhren

Die Verwendung von Kaltkathodenröhren in elektronischen Geräten bietet den Vorteil des Wegfalls der Heizleistung. Es wird ein elektronischer Zähler beschrieben, der nur mit Kaltkathodenröhren und Transistoren aufgebaut ist. Sowohl Vorwärts- wie Rückwärtszählung sind möglich. Die für die Steuerung von Kaltkathodenröhren erforderliche hohe Impulsspannung wird durch einen vorgeschalteten Transistorverstärker geliefert.

H. BECKER

Wechselrichter mit Thyratrons II

Mit drei fremdgesteuerten Wechselrichtern, die mit je zwei edelgasgefüllten Thyratrons PL 5544 bestückt sind, läßt sich ein dreiphasiger Wechselrichter mit einer Ausgangsfrequenz von 500 Hz und einer nutzbaren Leistung von 3,5 kVA bauen. Die Steuerung erfolgt aus einem Steuerwechselrichter mit zwei Thyratrons PL 21. Außer der vollständigen Schaltung des Gerätes wird seine Arbeitsweise an Hand von Diagrammen und Oszillogrammen erläutert.

J. SCHOPPER

Grundlagen der Regelungs- und Steuerungstechnik I

Die vorliegende Einführung soll dem Naturwissenschaftler und dem nicht speziell mit dem Gebiet der Regelungs- und Steuerungstechnik vertrauten Ingenieur eine Übersicht über die Wirkungsweise solcher Anlagen geben. Nach der Definition der Begriffe werden die Grundgleichungen aufgestellt und mehrere Beispiele durchgerechnet.

Summary

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU, Vol. 12 (1958) No. 5

A. SANDER: *A Variable Wave Length Wide Band Director with Continuously Adjustable Matching in the Range of $\lambda = 30 \dots 70$ cm* p. 155—159

The new adjustable wide band director is intended for microwave therapeutics. Different kinds of application with wavelengths between approximately 30 and 70 cm are possible by interchangeable diaphragms and Trolitul inserts. The mounted resonance transformer serves for optimum matching to the feeder mains. The theoretical principles of the design are dealt with.

F. WEITZSCH: *From Logic to Logical Algebra* p. 160—164

Logical operations, which are true or false are frequently inconvenient. Therefore one tries to replace the often very complicated logical considerations by mathematical methods. This is also applied to electronic gates. Binary scale with numbers 0 and 1 is utilized for instance in this case. This application is not confined to conventional arithmetic operations but it is also suitable for the combinatorial analysis.

K. HEINE: *The Measuring of Extremely Short Luminescent Periods of Electronically Excited Luminophors* p. 164—167

A method and a unit which can be utilized for measuring luminescent periods of luminophors are described. The measuring range reaches from 10^{-3} to approximately $3 \cdot 10^{-8}$ s. The scale is produced by a cathode ray oscillograph and indicates a diagram of time functions. At electronic excitation the measurement itself is carried out in an evacuated valve.

H. NOTTEBOHM: *An Electronic Counter with Cold Cathode Tubes* p. 168—169

The utilization of cold cathode tubes in electronic devices makes heating power unnecessary. An electronic counter constructed with cold cathode tubes and transistors is described. Forward, as well as backward counting, is possible. The necessary high pulse voltage is delivered by a transistor amplifier connected in series.

H. LENNARTZ: *A Tape Recorder for Ultra Sonic Frequencies* p. 170—172

With the help of the supplementary unit described in this article recording and reproduction of the frequency range 0.5...120 kc/s (preferably 1...100 kc/s) can be realized with a studio tape recorder. The effect of the magnitude of the a. c. bias current at the upper frequency boundary is investigated and the investigation results are discussed with regard to various types of tape. The important points for the design of the recording amplifier, the feed of signal and a. c. bias currents and the correction of the distortion in the reproducing amplifier are dealt with.

H. BECKER: *Inverter with Thyratrons II* p. 172—174

A three-phase inverter of 3.5 kVA output (frequency 500 c/s) can be constructed with three separately excited inverters with two inert gas-filled thyratrons PL 5544 each. The master oscillator is an inverter with two thyratrons PL 21. The detailed circuit as well as diagrams and oscillograms are dealt with.

J. SCHOPPER: *Principles of Control Engineering I* p. 178—181

The present introduction is intended to give the physicist and the engineer not well versed in control engineering a survey of the operation of the equipments for this field of application. After the different systems having been explained the basic equations are given and various examples are considered.

Le résumé

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU, tome 12 (1958) No 5

A. SANDER: *Un diffuseur à large bande, d'accord variable, d'adaptation continuellement réglable, pour la gamme de 30 à 70 cm* p. 155—159

Le nouveau diffuseur réglable à large bande est destiné à la thérapie en micro-ondes. Des diaphragmes et pièces de trolitul interchangeables permettent plusieurs modes d'utilisation aux longueurs d'onde de 30 à 70 cm environ. Une adaptation optimum au câble d'alimentation est obtenue par un transformateur résonant incorporé. Les bases théoriques de l'ensemble sont exposées.

F. WEITZSCH: *Du raisonnement à l'algèbre logique* p. 160—164

Il est souvent peu commode d'effectuer des opérations dont les résultats peuvent être ou «justes» ou «faux». On essaie donc de remplacer les raisonnements logiques parfois très compliqués par des méthodes mathématiques. Cela est également valable pour des problèmes de commutation électronique. On peut utiliser ici le calcul binaire avec les chiffres 0 et 1. La méthode ne s'applique non seulement à des opérations de calcul, mais également à des problèmes de combinaisons.

K. HEINE: *La mesure de durées de rémanence extrêmement courtes sur lumophores à excitation électronique* p. 164—167

La méthode et l'appareil décrits permettent la mesure de durées de rémanence de lumophores. La gamme de mesure est comprise entre 10^{-3} et 10^{-8} s environ. Comme indicateur, on utilise un oscilloscope à rayon électronique reproduisant fidèlement la fonction étudiée. La mesure proprement dite est effectuée par excitation électronique dans un tube évacué.

H. NOTTEBOHM: *Un compteur électronique avec tubes à cathode froide* p. 168—169

Les tubes à cathode froide sont avantageux à utiliser dans un appareil électronique du fait qu'ils ne consomment pas de puissance de chauffage. L'auteur décrit un compteur électronique équipé exclusivement de tubes à cathode froide et de transistors, et permettant le comptage en avant et en arrière. Les impulsions de forte amplitude nécessaires pour l'amorçage des tubes sont fournies par un amplificateur de commande à transistors.

H. LENNARTZ: *Un magnétophone pour ultrasons* p. 170—172

L'adaptateur décrit permet d'enregistrer et de reproduire, avec un magnétophone de studio, une gamme de fréquences comprise entre 0,5 et 120 kHz (plus favorablement 1 à 100 kHz). Une étude sur l'effet que possède l'amplitude de prémagnétisation à la fréquence supérieure de coupure est suivie d'une discussion des différentes sortes de ruban. On trouve également des indications sur la réalisation de l'amplificateur d'enregistrement, sur l'injection des courants de signal et de prémagnétisation et sur la correction dans l'amplificateur de lecture.

H. BECKER: *Convertisseurs à thyratrons II* p. 172—174

Avec trois convertisseurs à commande externe, équipés chacun de deux thyratrons à gaz rare PL 5544, on peut construire un convertisseur triphasé d'une fréquence de sortie de 500 Hz et d'une puissance utile de 3,5 kVA. Le convertisseur de commande nécessaire est équipé de deux thyratrons PL 21. L'article contient le schéma complet de l'appareil dont le fonctionnement est expliqué à l'aide de courbes et d'oscillogrammes.

J. SCHOPPER: *Les bases de la technique de réglage et de commande I* p. 178—181

La présente introduction a pour but de donner, au physicien comme à l'ingénieur non spécialisé dans la technique de réglage et de commande, un aperçu sur le fonctionnement de telles installations. Après une définition des notions, l'auteur établit les équations fondamentales et effectue le calcul pour plusieurs exemples.